

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO
UTILIZANDO DOIS CONVERSORES BOOST EM
PARALELO, OPERANDO DEFASADOS, NO MODO
DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WILSTERMÁN DE MOURA MARTINS

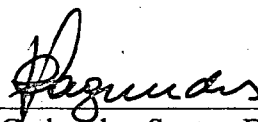
AUTOR

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1993.

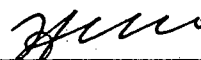
**CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO UTILIZANDO
DOIS CONVERSORES BOOST EM PARALELO, OPERANDO
DEFASADOS, NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.**

WILSTERMAN DE MOURA MARTINS

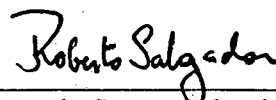
**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO
DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE
ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.**



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
ORIENTADOR.

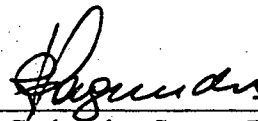


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
CO-ORIENTADOR.



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.
Coordenador do curso de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica.


BANCA EXAMINADORA:



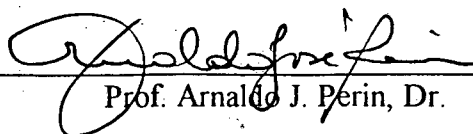
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Arnaldo J. Perin, Dr.

A meus pais Oliveira e Marília.

Aos meus irmãos Wilmont e Wilmara.

À minha Andréa.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, por sua amizade, atenção, colaboração e por ter-me concedido a oportunidade de realizar este trabalho sob sua orientação.

Ao Prof. Ivo Barbi, pela amizade, profissionalismo e atenção dispendida no desenvolvimento do trabalho.

Aos professores do LAMEP, pela amizade e atenção.

À toda minha família pelo estímulo e apoio em todos os momentos da minha vida.

À minha namorada Andréa pela presença, carinho e apoio durante a realização deste trabalho.

Aos amigos Claudiner, José de Oliveira e Marco Akio pela grande amizade obtida no convívio e na colaboração durante o curso.

Aos técnicos Coelho, Pacheco e Adenir pela atenção e auxílio presentes durante a realização deste trabalho.

À secretaria da Coordenadoria de Pós - Graduação, pela atenção e profissionalismo.

Ao CNPq pelo suporte financeiro.

Aos amigos e colegas companheiros que contribuíram de uma forma ou de outra para a realização deste trabalho.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	vii
RESUMO	x
ABSTRACT	xi
INTRODUÇÃO GERAL	xii
CAPÍTULO 1 - DEFINIÇÕES E CONSIDERAÇÕES SOBRE AS CAUSAS E EFEITOS DO BAIXO FATOR DE POTÊNCIA E DISTORÇÃO HARMÔNICA	1
1.1 - INTRODUÇÃO	1
1.2 - DEFINIÇÕES	1
1.3 - FONTES DE FATOR DE POTÊNCIA NÃO UNITÁRIO	3
1.3.1 - Cargas Lineares	3
1.3.2 - Cargas não Lineares	4
1.4 - EFEITOS DA DISTORÇÃO HARMÔNICA E DO FATOR DE POTÊNCIA NÃO UNITÁRIO	5
1.5 - MÉTODOS PARA MELHORA DO FATOR DE POTÊNCIA	6
1.6 - CONCLUSÃO	7
CAPÍTULO 2 - CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO UTILIZANDO CONVERSOR BOOST OPERANDO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	8

2.1 - INTRODUÇÃO	8
2.2 - TOPOLOGIA A SER ANALISADA	8
2.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	10
2.3.1 - Intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$	10
2.3.2 - Intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$	12
2.3.3 - Intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$	14
2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA	17
2.4.1 - Intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$	17
2.4.2 - Intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$	20
2.4.3 - Intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$	22
2.5 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO CONVERSOR	24
2.5.1 - Cálculo da Corrente Média na Chave S1	24
2.5.2 - Corrente Média no Diodo de Bloqueio	25
2.5.3 - Corrente Média nos Diodos da Ponte Retificadora	27
2.5.4 - Cálculo da Corrente Eficaz na Chave S1	28
2.5.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nos Indutores Boost	28
2.5.6 - Cálculo da Corrente de Pico Máxima nos Interruptores e Indutores Boost	32
2.6 - CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA MÁXIMA	33
2.7 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	33
2.8 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA BOOST	34
2.9 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA	35
2.10 - DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA	36
2.11 - CÁLCULO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	37
2.12 - CORRENTE EFICAZ DE ENTRADA	40
2.13 - METODOLOGIA DE PROJETO	41
2.14 - EXEMPLO DE PROJETO	44
2.15 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	47

2.15.1 - Formas de Ondas Obtidas	47
2.15.2 - Quadro Comparativo dos Valores Calculados e Obtidos por Simulação	50
2.16 - CONCLUSÕES	50

CAPÍTULO 3 - CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO UTILIZANDO DOIS CONVERSORES BOOST EM PARALELO, OPERANDO DEFASADOS, NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	52
3.1 - INTRODUÇÃO	52
3.2 - TOPOLOGIA A SER ANALISADA	52
3.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	53
3.3.1 - Corrente de Entrada Descontínua	54
3.3.2 - Corrente de Entrada Contínua	59
3.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA	64
3.4.1 - Cálculo da Indutância Boost	64
3.4.2 - Cálculo do Filtro de Entrada	65
3.4.3 - Cálculo do Filtro de Saída	65
3.5 - METODOLOGIA DE PROJETO	65
3.6 - EXEMPLO DE PROJETO	66
3.7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	69
3.7.1 - Formas de Ondas Obtidas	69
3.7.2 - Quadro Comparativo dos Valores Calculados e Obtidos por Simulação	72
3.8 - COMPARAÇÃO ENTRE A ESTRUTURA COM UM ÚNICO CONVERTOR E A COM DOIS CONVERSORES EM PARALELO OPERANDO DEFASADOS	73
3.9 - CONCLUSÕES	74

CAPÍTULO 4 - MONTAGEM DE UM PROTÓTIPO DE BAIXA POTÊNCIA EM MALHA ABERTA COM DOIS CONVERSORES EM PARALELO OPERANDO DEFASADOS	75
4.1 - INTRODUÇÃO	75
4.2 - ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	75
4.3 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	78
4.3.1 - Indutor Boost	78
4.3.2 - Indutor do Filtro de Entrada	80
4.3.3 - Capacitor de Filtro de Entrada	81
4.3.4 - Capacitor de Saída	81
4.3.5 - Chaves Comandadas	81
4.3.6 - Diodos da Ponte Retificadora e Diodos de Bloqueio	81
4.4 - CIRCUITO DE COMANDO DAS CHAVES	82
4.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	84
4.5.1 - Tensão e Corrente de Entrada	84
4.5.2 - Tensão na Chave e Corrente no Indutor Boost	87
4.5.3 - Tensão e Corrente na Carga	88
4.6 - CONCLUSÕES	88
 CONCLUSÃO GERAL	 90
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 91

SIMBOLOGIA

C_f	= capacitor do filtro de entrada;
C_o	= capacitor do filtro de saída;
$\cos \phi$	= fator de deslocamento;
D	= razão cíclica;
D_M	= razão cíclica máxima;
D1 a D16	= diodos;
f_c	= frequência de corte do filtro de entrada;
f_o	= frequência de corte;
F.P.	= fator de potência;
f_s	= frequência de chaveamento;
i_{D7}	= corrente no diodo de bloqueio D7;
I_{el}	= corrente eficaz no indutor boost;
$I_{cli1}(\omega t)$	= corrente eficaz no indutor boost para um período de chaveamento no intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$;
$I_{cli2}(\omega t)$	= corrente eficaz no indutor boost para um período de chaveamento no intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$;
$I_{cli3}(\omega t)$	= corrente eficaz no indutor boost para um período de chaveamento no intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$;
I_{eln}	= corrente eficaz normalizada no indutor boost;
I_{es}	= corrente eficaz na chave;
$I_{esi}(\omega t)$	= corrente eficaz na chave para um período de chaveamento;
I_{e1}	= corrente eficaz no indutor para um período da rede, devido à primeira etapa de funcionamento;
I_i	= i-ésima harmônica de corrente;
I_{ief}	= corrente eficaz de entrada;

I_{iPK}	= corrente de pico de entrada;
I_o	= corrente média na carga;
I_{ob}	= corrente média no diodo de bloqueio;
$I_{obi}(\omega t)$	= corrente média no diodo de bloqueio para um período de chaveamento;
I_{obn}	= corrente média normalizada no diodo de bloqueio;
I_{on}	= corrente média normalizada na carga;
I_{op}	= corrente média nos diodos da ponte trifásica;
I_{os}	= corrente média na chave;
$I_{osi}(\omega t)$	= corrente média na chave para um período de chaveamento;
I_{PKM}	= corrente de pico máxima;
$iS1$	= corrente na chave comandada;
$i1(t), i2(t), i3(t)$	= corrente nos indutores boost ligados a cada fase;
I_1	= componente fundamental da corrente;
I_3, I_5, I_7, \dots	= harmônicas ímpares de corrente;
I_6	= harmônica de sexta ordem;
$I1, I2, I3$	= correntes de pico máxima em um período de chaveamento nos indutores;
$I11, I22, I33$	= correntes no início da terceira etapa;
$L1$ a $L6$	= indutores boost;
L	= valor máximo da indutância boost;
lg	= comprimento do entreferro;
n	= ordem da harmônica;
P_{in}	= potência de entrada;
P_o	= potência na carga;
R_{eq}	= resistência equivalente de entrada do conversor;
R_o	= resistência de carga;
$S1, S2$	= chaves comandadas;
TDH	= taxa de distorção harmônica;
t_{on}	= tempo em que a chave fica conduzindo;
T_s	= período de chaveamento das chaves comandadas;

t_1	= tempo que indica fim da segunda etapa;
t_2	= tempo que indica fim da terceira etapa;
V_o	= tensão na carga;
V_{PK}	= tensão de pico por fase;
$v_1(\omega t), v_2(\omega t),$	
$v_3(\omega t)$	= tensões de fase do sistema trifásico;
β	= ganho de tensão;
Δt_1	= tempo de duração da segunda etapa;
Δt_2	= tempo de duração da terceira etapa;
ϕ	= ângulo de deslocamento entre fundamental da tensão e fundamental de corrente;
μ	= fator de distorção;
ξ	= constante de amortecimento do filtro de entrada;
ω_o	= frequência angular da rede.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de uma topologia formada por dois conversores boost, entrada trifásica, operando em paralelo e com defasagem entre os comandos das chaves.

O conversor opera no modo de condução descontínua de corrente nos indutores, frequência constante, modulação por largura de pulso e apresenta alto fator de potência na entrada.

O estudo da topologia convencional e a formada por dois conversores é realizado estabelecendo-se as sequências de funcionamento e o estudo analítico.

Deste estudo obtém-se ábacos e uma metodologia de projeto é estabelecida. São também apresentados os resultados de simulação.

Com as equações, os ábacos e a metodologia apresentada, constrói-se um protótipo de baixa potência funcionando em malha aberta, para obtenção de resultados experimentais e comprovação do princípio de funcionamento.

ABSTRACT

This work presents a study of a topology composed of two parallel boost converters, three-phase input and phase-shifted switch command.

The converter operates in discontinuous inductor current mode, constant frequency, pulses width modulation and presents a high input power factor.

The study of the conventional topology and the topology composed of two converters is realized, establishing the sequences of operation and analytical study.

From this study, curves are obtained, a design methodology is established and numerical simulation results are presented.

With the equations, curves, and the methodology presented, a low power prototype in open loop is built to achieve experimental results and confirm the operating principle.

INTRODUÇÃO GERAL

As fontes de alimentação tradicionalmente empregam como estágio de entrada um conversor CA/CC de baixo custo formado por uma etapa retificadora e um grande capacitor de filtragem que requer da rede, por curtos intervalos de tempo, pulsos de corrente elevados para suprir a potência requerida pela carga. Assim, são geradas harmônicas de corrente que resultam em alta taxa de distorção harmônica e baixo fator de potência.

Normalmente, com cargas lineares, a corrente resultante no neutro em sistemas trifásicos é nula. Com cargas não lineares, como o retificador de baixo custo mencionado, isto não é verdade. O somatório das correntes pulsadas de cada fase não se anula, de forma que no neutro poderá circular correntes eficazes até 1,73 vezes maior que as próprias correntes de fase. Isto causará aquecimento dos condutores de neutro, caso não tenham sido dimensionados para suportar tal corrente.

Torna-se, então, necessária a utilização de métodos que reduzam as harmônicas, elevando a qualidade da corrente do sistema elétrico. Pode-se utilizar dois métodos para se conseguir tal feito. O primeiro é denominado correção passiva do fator de potência e o segundo, correção ativa.

A correção passiva utiliza elementos passivos, tais como indutores e capacitores, sob a forma de filtros ressonantes que trabalham na frequência da linha. Desde que a frequência de linha é baixa (entre 47 e 440 Hz), estes elementos passivos são volumosos em comparação aos empregados na correção ativa.

Na correção ativa, o circuito que realiza a correção do fator de potência é utilizado como estágio de entrada das fontes de alimentação. Estes circuitos fazem com que a corrente de entrada tenham formato semelhante à da senóide da tensão e em fase com a mesma. As harmônicas de baixa ordem são reduzidas e o "ripple" de alta frequência é facilmente eliminado por filtros de pequenas dimensões.

Várias topologias vêm sendo estudadas ao longo dos últimos anos por pesquisadores em todo o mundo.

Para sistemas que necessitem suprir cargas de maior potência (da ordem de 3 kW), a alimentação trifásica se faz necessária. A primeira possibilidade de se conseguir conversão CA/CC trifásica é a utilização de três unidades pré-reguladoras de fator de potência monofásicas, uma ligada a cada fase. Apesar de apresentar bons resultados, a quantidade de componentes utilizada e a complexidade do circuito de controle, são as principais desvantagens.

Estruturas com entrada trifásica, passaram a ser estudadas. Uma das topologias que se mostrou promissora é a do conversor boost, entrada trifásica, operando em condução descontínua de corrente. Trata-se de uma estrutura simples, pois possui apenas uma chave comandada. Quando operando no modo descontínuo a corrente segue a forma de onda de tensão naturalmente e o controle é feito somente por uma malha de tensão que controla a razão cíclica da chave.

Este trabalho propõe a utilização de dois conversores boost, entrada trifásica, em paralelo, operando com um defasamento do comando das chaves, visando reduzir-se as correntes sobre os componentes e as dimensões do filtro de entrada em relação à topologia convencional.

No primeiro capítulo são apresentadas algumas definições referentes a correção de fator de potência e distorção harmônica, suas causas, efeitos e uma rápida abordagem das técnicas utilizadas para seu controle.

No segundo capítulo o conversor boost entrada trifásica é estudado. As etapas de funcionamento são determinadas, o equacionamento é realizado, do qual são produzidos ábacos. Com as equações e os ábacos, uma metodologia de projeto é apresentada. Faz-se um projeto que é testado via simulação, para verificar a validade das equações.

No terceiro capítulo é apresentada a estrutura com dois conversores. Determina-se as etapas de funcionamento de duas formas de operação. Aproveitando-se o equacionamento realizado no capítulo dois, apresenta-se uma metodologia de projeto. Um projeto é realizado com as mesmas características do que foi apresentado no capítulo dois. Os resultados das duas estruturas são então comparados.

No quarto capítulo é apresentado o projeto de um protótipo de baixa potência operando em malha aberta, assim como, os resultados obtidos.

CAPÍTULO 1

DEFINIÇÕES E CONSIDERAÇÕES SOBRE AS CAUSAS E EFEITOS DO BAIXO FATOR DE POTÊNCIA E DISTORÇÃO HARMÔNICA.

1.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo serão apresentadas algumas definições relativas à correção do fator de potência, quais os principais causadores, efeitos sobre o sistema e aos dispositivos ligados a ele. Por fim apresenta-se alguns dos métodos que vem sendo adotados para diminuir os efeitos das harmônicas sobre o sistema.

1.2 - DEFINIÇÕES.

As definições apresentadas a seguir foram tomadas da norma IEEE 519, " Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems "[3]

1- Harmônica: é uma componente senoidal de uma onda periódica e possui uma frequência que é múltipla inteira da frequência fundamental. Uma forma de onda de tensão ou corrente periódica pode

ser representada por uma série de Fourier de ondas senoidais puras que contém a frequência fundamental e suas múltiplas, chamadas harmônicas.

2- Distorção harmônica: refere-se ao fator de distorção da forma de onda da tensão ou corrente com relação a onda senoidal pura.

3 - Taxa de distorção harmônica (TDH): razão entre a raiz quadrada do somatório quadrático dos valores eficazes dos harmônicos e o valor eficaz da fundamental. A TDH da corrente por exemplo, é:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2}}{I_1} \quad (1.1)$$

4 - Fator de deslocamento ou $\cos\phi$: é o cosseno do deslocamento entre a componente fundamental da tensão e componente fundamental da corrente. É um termo usual quando se trata de cargas lineares.

5 - Fator de distorção: medida da distorção associada com as harmônicas de tensão e corrente presentes. É definido como a razão entre a componente fundamental da corrente eficaz da rede e a corrente eficaz total da rede. O fator de distorção da corrente, considerando-se a tensão da rede puramente senoidal é:

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.2)$$

6 - Fator de potência: razão entre a potência total em Watts e a potência total em Volt-Ampéres, o que resulta:

$$FP = \mu \cdot \cos\phi \quad (1.3)$$

1.3 - FONTES DE FATOR DE POTÊNCIA NÃO UNITÁRIO [2],[3].

Pode-se dividir as fontes de fator de potência não unitário em duas famílias, quais sejam:

- a) Cargas lineares;
- b) Cargas não lineares.

Cada uma faz com que o sistema de energia sofra de forma diferente os efeitos da diminuição do fator de potência. O primeiro tipo causa redução do fator de potência devido à injeção de reativos no sistema, o segundo tipo pelo aumento das harmônicas e consequente aumento da corrente eficaz.

1.3.1 - Cargas Lineares.

Equipamentos altamente indutivos, tais como motores, produzem correntes atrasadas na mesma frequência da alimentação. O fator de potência pode ser determinado pelo cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente.

O efeito causado por este deslocamento, é que a corrente que circula pela linha será maior que a realmente necessária para produzir potência útil no motor. Isto faz com que sejam gerados perdas nos cabos do sistema de alimentação reduzindo a eficiência total do mesmo.

Para reduzir este efeito capacitores e motores síncronos são utilizados na indústria, onde se aplicam a maioria dos motores, pois produzem correntes adiantadas em relação à tensão. A composição das duas correntes ajustam o fator de potência na área onde o sistema foi aplicado, não sobrecarregando a malha de alimentação.

1.3.2 - Cargas não lineares.

Cargas não lineares geralmente não causam fluxo de energia reativa na frequência de alimentação. Elas, entretanto, exigem maiores correntes eficazes, adicionando perdas ao sistema para uma dada carga. A natureza não linear destas cargas produzem correntes não puramente senoidais, causando a presença de harmônicas da corrente fundamental. Desde que a distorção harmônica é causada por estes elementos não lineares conectados ao sistema, qualquer dispositivo que tenha características não lineares irá causar distorção harmônica. Algumas das cargas que geram conteúdo harmônico, são:

- a) Iluminação fluorescente (ballasts);
- b) Fontes chaveadas de computadores;
- c) carregadores de bateria;
- d) Dispositivos para variação de velocidade em motores;
- e) Inversores;
- f) Fontes de alimentação de televisores.

As fontes chaveadas, as UPS e os ballasts podem ter baixo fator de potência e podem gerar distorção harmônica. Isto não é causado pelas altas frequências de chaveamento dos conversores, mas porque, como estágio de entrada, possuem uma fonte de baixo custo formada por um retificador e um grande capacitor de filtragem.

Este tipo de carga faz com que haja consumo de corrente da linha CA, somente quando a tensão CA é maior que a tensão retificada sobre o capacitor. O capacitor, então, é carregado até o pico de tensão menos as quedas no retificador. Somente neste instante é que há corrente na linha. Devido à baixa impedância do capacitor, a corrente de carga é dada por um pulso durante um curto intervalo de tempo. Este tipo de estágio de entrada é encontrado na maioria das fontes ($P < 1500 \text{ W}$) tanto lineares como chaveadas.

Cargas não lineares reduzem o fator de potência, não devido ao deslocamento da fundamental de corrente em relação à tensão, mas devido às maiores correntes eficazes causadas pela natureza pulsada da corrente.

1.4 - EFEITOS DA DISTORÇÃO HARMÔNICA E DO FATOR DE POTÊNCIA NÃO UNITÁRIO [2], [3].

Baixo fator de potência significa que mais corrente está sendo drenada da malha do que ocorreria efetivamente com fator de potência unitário. A corrente extra que flui implica em maiores perdas na fiação e transformadores, em comparação a um maior fator de potência para uma dada carga.

A presença de harmônicas de tensão ou corrente produzem campos elétricos e magnéticos que podem interferir na performance dos sistemas de comunicação, susceptíveis a distúrbios devido à proximidade. Estes distúrbios são função tanto da amplitude como das frequências destas harmônicas.

Os instrumentos de medida são afetados pelas componentes harmônicas. Dispositivos com disco de indução, como os medidores de energia, normalmente atuam sob efeito da fundamental de corrente. Entretanto, operações errôneas são possíveis na presença de distorção harmônica, podendo resultar em erros positivos ou negativos, dependendo do tipo de medidor e das harmônicas envolvidas.

As UPS, " Uninterruptible Power Supply ", são normalmente projetadas para um limite máximo de corrente. Com um baixo fator de potência, a potência útil é substancialmente reduzida. Desta forma, para suprir uma dada carga, o usuário deve adquirir uma unidade UPS de 3 a 5 vezes maior do que realmente iria necessitar, caso o fator de potência fosse unitário.

Um dos motivos que leva à utilização de um sistema trifásico tendo cargas ligadas entre fase e neutro, estando as fases equilibradas, é que as correntes se cancelam no neutro. Entretanto, cargas não lineares tem um efeito diferente. As correntes de cargas não lineares, ligadas entre fase e neutro, são adicionadas no neutro e podem ser até 1,73 vezes maior que a própria corrente de fase. Desta forma o condutor neutro sofrerá sobreaquecimento, caso não tenha sido dimensionado para isto.

Os efeitos das harmônicas nos transformadores são devidos tanto à corrente como à tensão. As harmônicas de corrente provocam aumento das perdas no cobre, enquanto as harmônicas de tensão provocam aumento das perdas no núcleo.

Quando se trata de cargas lineares, motores por exemplo, normalmente se utiliza capacitores para limitar a quantidade de energia reativa. Entretanto, com cargas que geram harmônicas, a utilização de capacitores pode ser problemática devido à possibilidade de ressonância do sistema.

Os efeitos do baixo fator de potência e distorção harmônica citados, somados ao rigor das normas (IEC 555-2, IEEE 519) são incentivos para que se procure solução para o problema do baixo fator de potência e distorção harmônica proveniente de cargas não lineares.

1.5 - MÉTODOS PARA MELHORA DO FATOR DE POTÊNCIA.

Correção do fator de potência com capacitores não é recomendado quando se trata de um sistema com cargas que geram harmônicas, desde que ressonâncias entre banco de capacitores e indutâncias do sistema possam ocorrer, resultando em maiores correntes circulantes.

Os métodos para correção do fator de potência mais difundidos podem ser separados em dois grupos principais:

a) Métodos passivos:

Utilizam somente elementos passivos, tais como, indutores e filtros ressonantes [1], [2].

b) Métodos ativos:

Utilizam na maioria dispositivos derivados das topologias básicas de conversores PWM, tais como, conversores do tipo Buck, Boost e Flyback [1 a 15], [17], [20].

Os métodos passivos restringem-se em utilizar componentes que trabalhem nas frequências de linha. Desde que as frequências de linha estão geralmente compreendidas entre 47 e 440 Hz, os

componentes são volumosos se comparados aos usados nos métodos ativos. Se forem utilizados filtros ressonantes, ter-se-á pelo menos dois componentes grandes.

Uma grande quantidade de pesquisadores tem dedicado seu tempo ao desenvolvimento e estudo de circuitos para correção ativa do fator de potência. A maioria visa a substituição da etapa de entrada, formada pelo retificador e um grande capacitor de filtro, por circuitos pré-reguladores de fator de potência.

As topologias são várias, tanto para entradas monofásicas [1,2], [4,5], [11], [13 a 15], [20], quanto para entradas trifásicas [6 a 10], [12], [15], [17].

1.6 - CONCLUSÃO.

Neste capítulo procurou-se apresentar as definições mais importantes quando se trata do estudo do fator de potência para cargas não lineares. Apresentou-se também alguns dos efeitos da distorção harmônica e baixo fator de potência no sistema de energia. Para finalizar apresentou-se de uma forma geral os métodos mais empregados para efetuar a correção do fator de potência quando cargas não lineares estão presentes, descartando a utilização de bancos de capacitores.

CAPÍTULO 2

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO UTILIZANDO CONVERSOR BOOST, OPERANDO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.

2.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo será estudado o conversor boost com entrada trifásica, operando em condução descontínua, empregado na correção do fator de potência. O referido conversor, inicialmente proposto na referência [6], é analisado quantitativa e qualitativamente. Das expressões obtidas, ábacos são produzidos e uma metodologia de projeto é apresentada. Um projeto é realizado para fins de simulação e obtenção de resultados que comprovem a análise teórica.

2.2 - TOPOLOGIA A SER ANALISADA.

O conversor Boost a ser analisado, apresenta a seguinte configuração [6]:

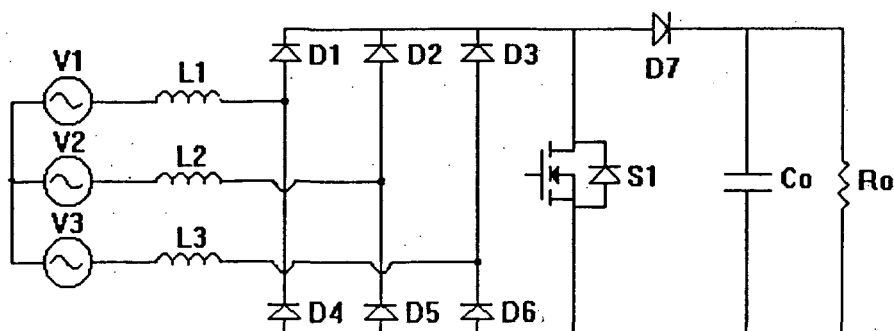


Fig. 2.1 - Conversor Boost com entrada trifásica para correção do fator de potência.

O conversor apresentado é definido pelos seguintes parâmetros:

- 1 - L1 a L3 = indutâncias Boost;
- 2 - D1 a D6 = diodos da ponte retificadora;
- 3 - S1 = chave comandada;
- 4 - Co = capacitor de filtro;
- 5 - Ro = elemento que representa a carga;
- 6 - D7 = diodo de bloqueio.

Para simplificação da análise teórica serão levados em conta os seguintes fatores:

- 1 - A análise é feita para o conversor operando em regime permanente;
- 2 - A chave comandada e os diodos são considerados ideais, ou seja, não há atraso na comutação ou corrente de recuperação;
- 3 - O período de chaveamento é muito menor que o período da rede;
- 4 - A chave tem entrada em condução com corrente nula (condição para condução descontínua);
- 5 - As tensões de linha são senoidais, simétricas e dadas por:

$$v1(\omega t) = V_{PK} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$v2(\omega t) = V_{PK} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (2.2)$$

$$v3(\omega t) = V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (2.3)$$

- 6 - A ondulação da tensão na carga é desprezível (tensão na carga constante).

2.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O conversor quando operando, apresenta seis configurações diferentes para cada meio ciclo da tensão de linha, dependendo da condução/bloqueio dos diodos da ponte [7].

Para compreender o funcionamento do conversor, é suficiente que se analise apenas três intervalos entre $0^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$. A análise destes três intervalos, é suficiente para a obtenção das equações de projeto de todo o conversor.

2.3.1 - Intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$:

Neste intervalo os valores das tensões de fase são:

- a) $v_1(\omega t)$ e $v_3(\omega t) > 0$;
- b) $v_2(\omega t) < 0$;
- c) $v_3(\omega t) > v_1(\omega t)$.

Para um período de chaveamento, tem-se então quatro etapas de funcionamento:

- Primeira etapa, $(0, t_{on})$ figura 2.2 - (a) :

A chave S1 é fechada. Entram em condução os diodos D1, D3, D5. As correntes nos indutores crescem de forma linear, proporcionalmente às respectivas tensões aplicadas. A carga é suprida pelo capacitor de saída. No instante definido pelo tempo de condução da chave, esta é aberta, dando início à segunda etapa.

- Segunda etapa, (t_{on}, t_1) figura 2.2 - (b)

Com a abertura da chave S1, o diodo D7 entra em condução, transferindo energia dos indutores para a carga. Devido à menor energia acumulada no indutor L1 (ligado a $v_1(\omega t)$), a corrente nesta fase se anula, bloqueando o diodo D1, dando início à terceira etapa.

- Terceira etapa, (t_1, t_2) figura 2.2 - (c):

Os indutores das fases restantes continuam transferindo energia à carga até que ao mesmo instante, as correntes se anulam bloqueando os diodos D3, D5 e D7. Dá-se início, pois, à quarta etapa.

- Quarta etapa, (t_2, T_s) figura 2.2 - (d):

Nesta etapa a chave S1 encontra-se aberta; todos os diodos estão bloqueados, não há energia nos indutores e a carga é suprida pela energia acumulada no capacitor de saída (C_o).

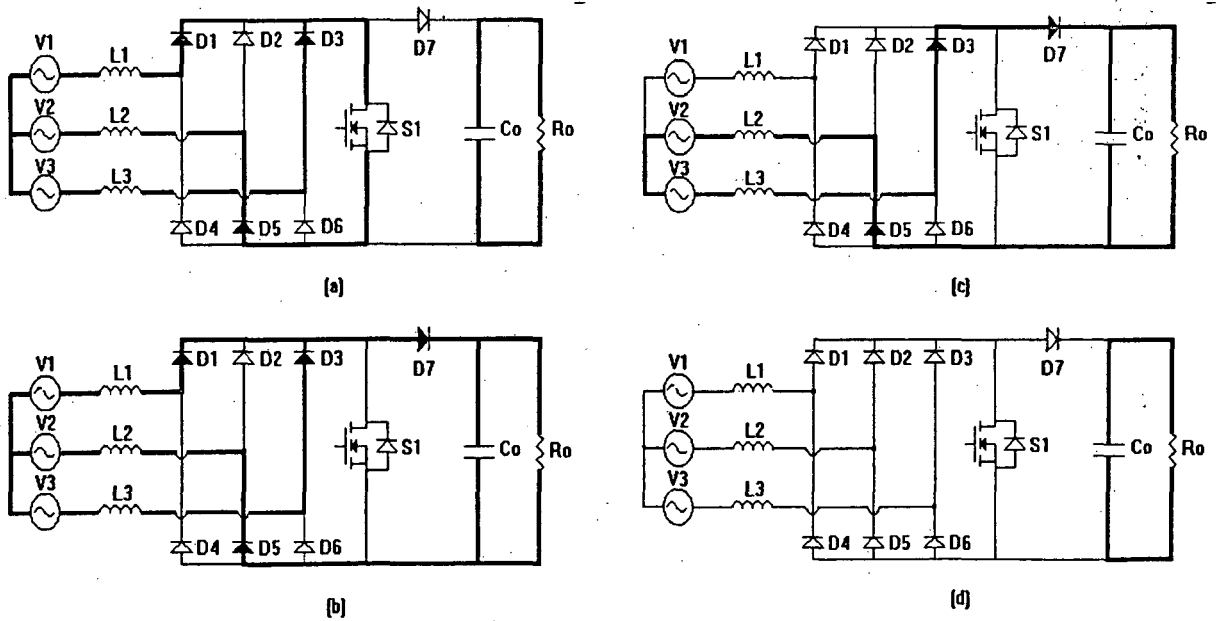


Fig. 2.2 - Etapas de funcionamento para o intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$.

As formas de onda de corrente nos indutores (i_1, i_2, i_3), diodo de bloqueio (i_{D7}), corrente e tensão na chave S1 (i_{S1}, v_{S1}), obtidas por simulação, podem ser vistas na figura 2.3.

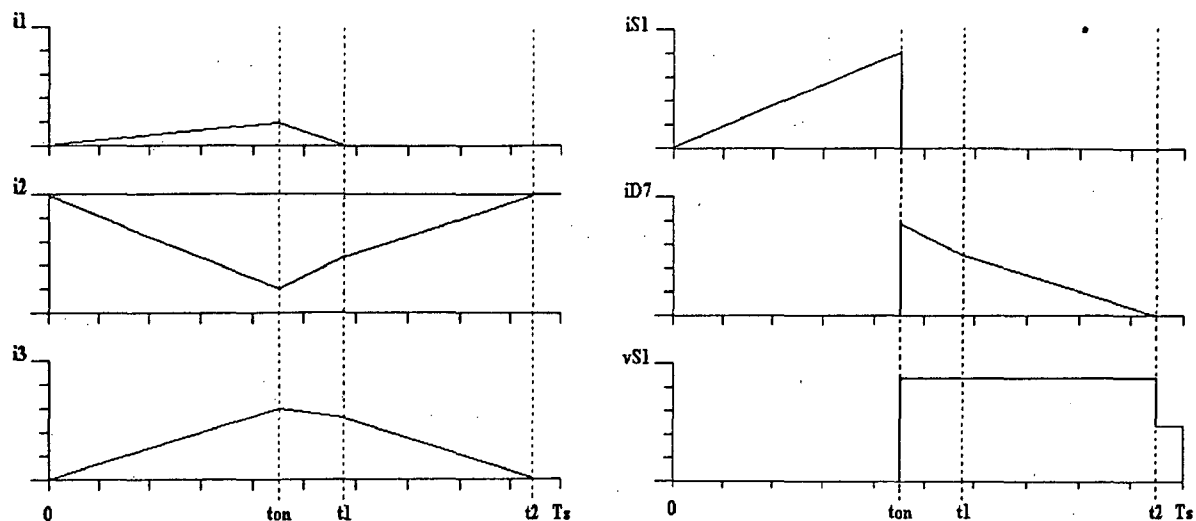


Fig. 2.3 - Formas de onda para o funcionamento no intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$.

2.3.2 - Intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$.

Neste intervalo os valores das tensões de fase são:

- a) $v_1(\omega t)$ e $v_3(\omega t) > 0$;
- b) $v_2(\omega t) < 0$;
- c) $v_1(\omega t) > v_3(\omega t)$.

Para um período de chaveamento, tem-se novamente quatro etapas de funcionamento:

- Primeira etapa, $(0, t_{on})$ figura 2.4- (a) :

A chave S1 é fechada. Entram em condução os diodos D1, D3, D5. As correntes nos indutores crescem de forma linear, proporcionalmente às respectivas tensões aplicadas. A carga é suprida pelo capacitor de saída. No instante definido pelo tempo de condução da chave, esta é aberta, dando início à segunda etapa.

- Segunda etapa, (t_{on}, t_1) figura 2.4 - (b):

Com a abertura da chave S1, o diodo D7 entra em condução, transferindo energia dos indutores para a carga. Devido à menor energia acumulada no indutor ligado a $v_3(\omega t)$, a corrente nesta fase se anula, bloqueando o diodo D3, dando início à terceira etapa.

- Terceira etapa, (t_1, t_2) figura 2.4 - (c):

Os indutores das fases restantes continuam transferindo energia à carga até que ao mesmo instante, as correntes se anulam bloqueando os diodos D1, D5 e D7. Dá-se início, pois, à quarta etapa.

- Quarta etapa, (t_2, T_s) figura 2.4 - (d):

Nesta etapa a chave S1 encontra-se aberta; todos os diodos estão bloqueados, não há energia nos indutores e a carga é suprida pela energia acumulada no capacitor de saída (C_o).

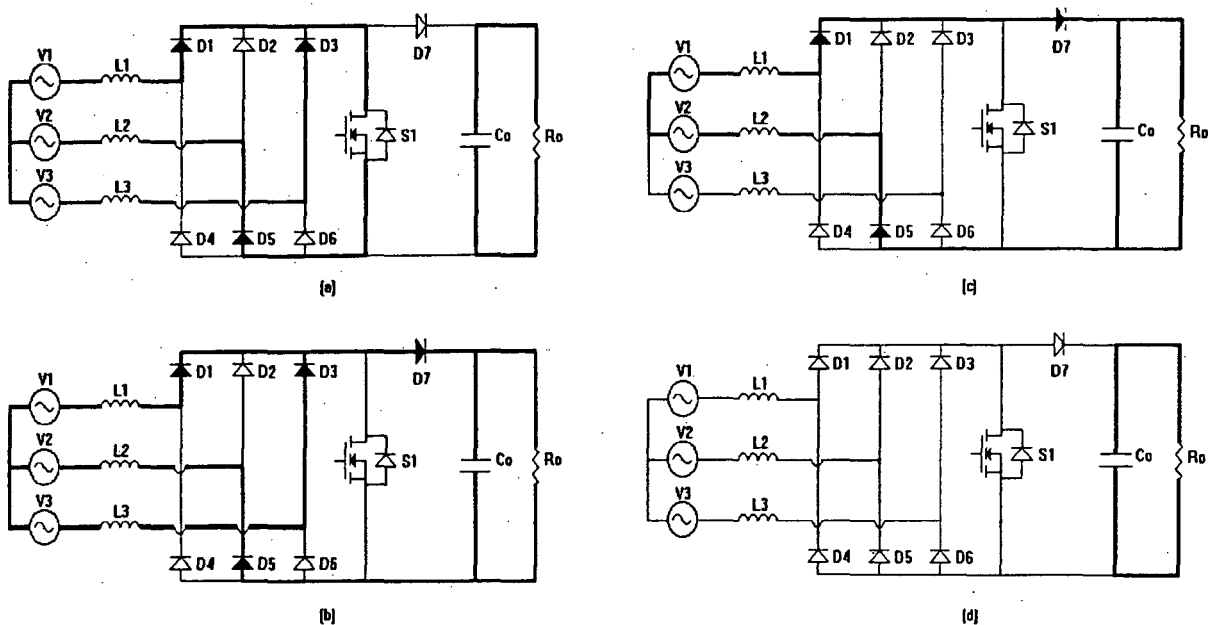


Fig. 2.4 - Etapas de funcionamento para o intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$.

As formas de onda de corrente nos indutores (i_1, i_2, i_3), corrente no diodo de bloqueio (i_{D7}), corrente e tensão na chave S1 (i_{S1}, v_{S1}), obtidas por simulação, podem ser vistas na figura 2.5.

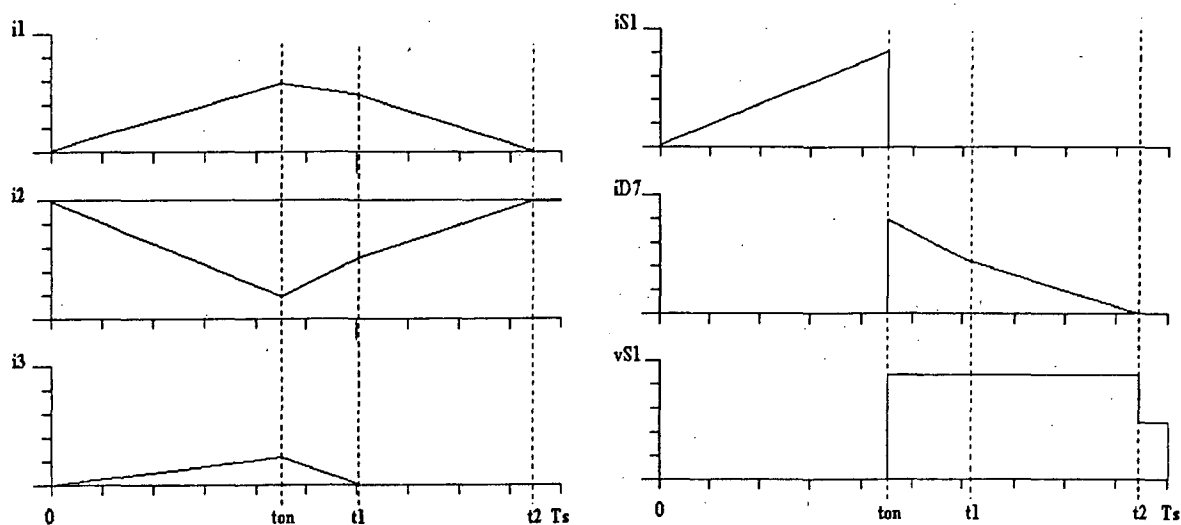


Fig. 2.5 - Formas de onda para o funcionamento no intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$.

2.3.3 - Intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$.

Neste intervalo os valores das tensões de fase são:

- a) $v1(\omega t) > 0$;
- b) $v2(\omega t)$ e $v3(\omega t) < 0$;
- c) $|v2(\omega t)| > |v3(\omega t)|$.

Para um período de chaveamento, tem-se novamente quatro etapas de funcionamento:

- Primeira etapa, $(0, t_{on})$ figura 2.6- (a) :

A chave S1 é fechada. Entram em condução os diodos D1, D5, D6. As correntes nos indutores crescem de forma linear, proporcionalmente às respectivas tensões aplicadas. A carga é suprida pelo capacitor de saída. No instante definido pelo tempo de condução da chave, esta é aberta, dando início à segunda etapa.

- Segunda etapa, (t_{on}, t_1) figura 2.6 - (b):

Com a abertura da chave S1, o diodo D7 entra em condução, transferindo energia dos indutores para a carga. Devido à menor energia acumulada no indutor ligado a $v_3(\omega t)$, a corrente nesta fase se anula, bloqueando o diodo D6, dando início à terceira etapa.

- Terceira etapa, (t_1, t_2) figura 2.6 - (c):

Os indutores das fases restantes continuam transferindo energia à carga até que ao mesmo instante, as correntes se anulam bloqueando os diodos D1, D5 e D7. Dá-se início, pois, à quarta etapa.

- Quarta etapa, (t_2, T_s) figura 2.6 - (d):

Nesta etapa a chave S1 encontra-se aberta; todos os diodos estão bloqueados, não há energia nos indutores e a carga é suprida pela energia acumulada no capacitor de saída (C_o).

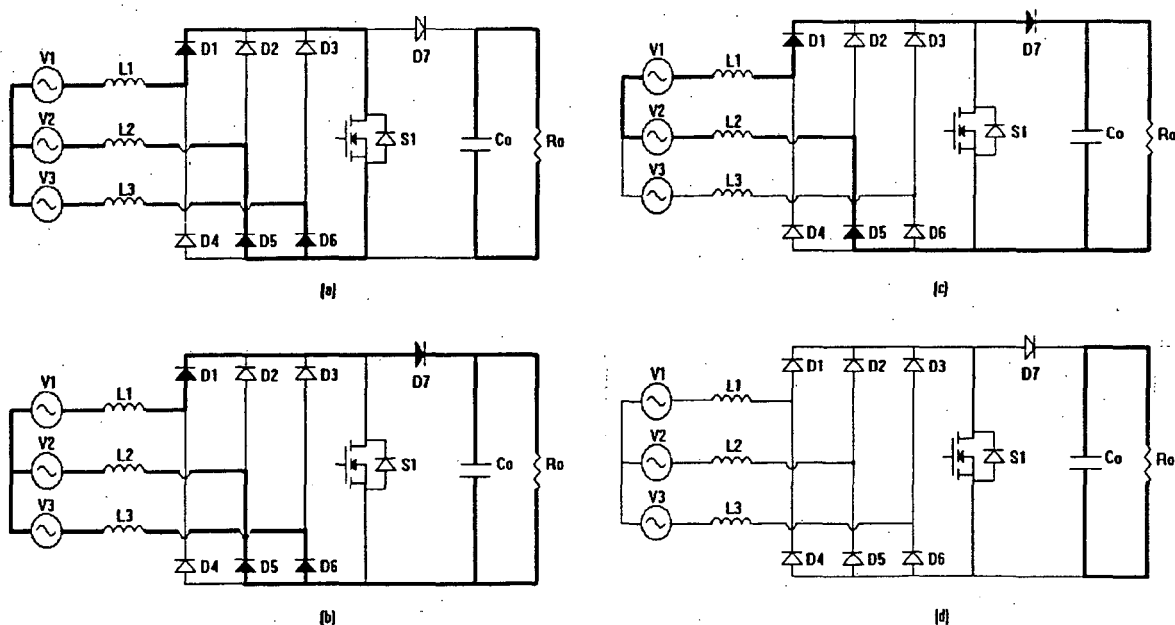


Fig. 2.6 - Etapas de funcionamento para o intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$.

As formas de onda de corrente nos indutores (i_1, i_2, i_3), corrente no diodo de bloqueio (i_{D7}), corrente e tensão na chave S1 (i_{S1}, v_{S1}), obtidas por simulação, podem ser vistas na figura 2.7.

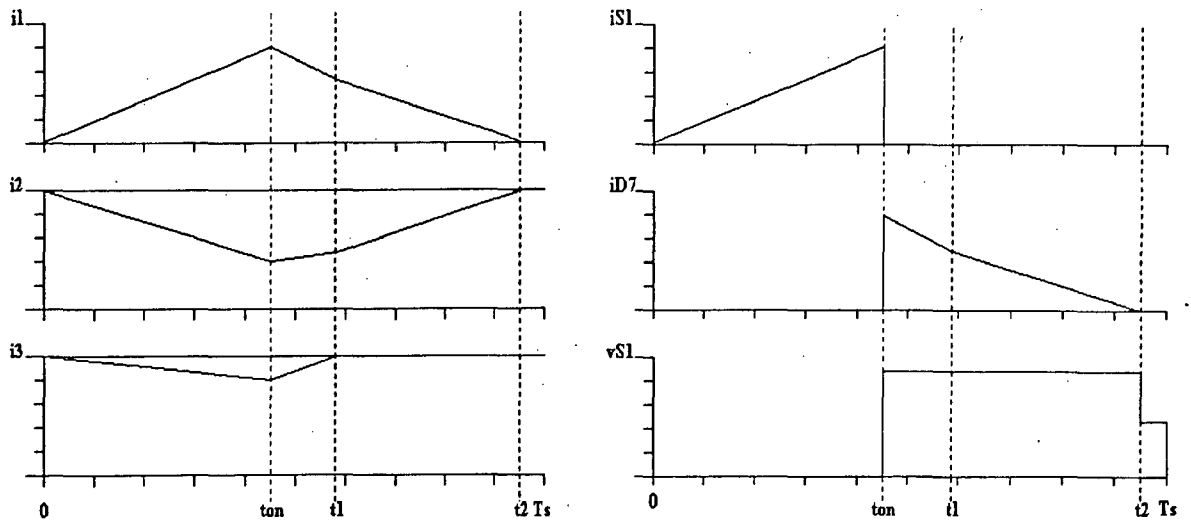


Fig. 2.7 - Formas de onda para o funcionamento no intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$.

Devido à simetria da senóide, as outras etapas são semelhantes, diferindo apenas quanto aos diodos que estão conduzindo/bloqueados na ponte retificadora.

As formas de onda para o funcionamento do conversor durante um período da rede são apresentados na figura abaixo.

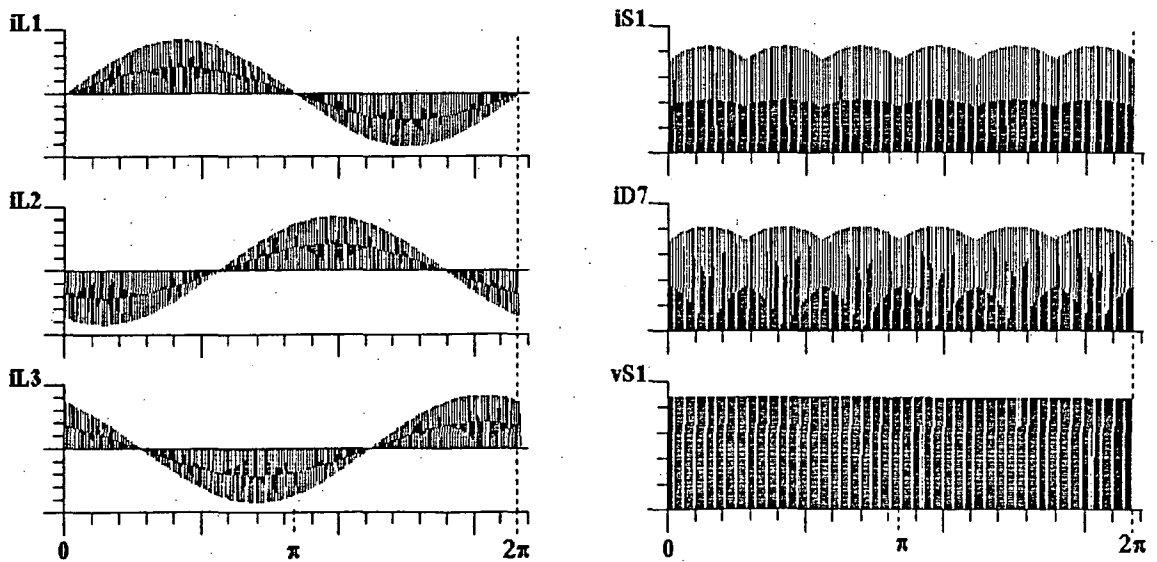


Fig. 2.8 - Funcionamento do conversor Boost em um período da rede.

2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA.

A partir das etapas de funcionamento, vistas no item anterior, e dos seus respectivos circuitos equivalentes resultantes, determina-se as equações de corrente e os tempos envolvidos em cada etapa, por meio de análise de circuitos. As análises serão realizadas para os três intervalos já considerados.

2.4.1 - Intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$.

- primeira etapa, figuras 2.2 - (a) e 2.9 .

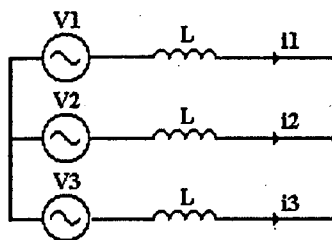


Fig. 2.9 - Circuito equivalente para a primeira etapa.

Neste caso tem-se:

$$i_1(t) = \frac{V_{PK}}{L} \text{sen}(\omega t).t \quad (2.4)$$

$$i_2(t) = \frac{V_{PK}}{L} \text{sen}(\omega t - 120^\circ).t \quad (2.5)$$

$$i_3(t) = \frac{V_{PK}}{L} \text{sen}(\omega t + 120^\circ).t \quad (2.6)$$

$$i_{D7}(t) = 0 \quad (2.7)$$

$$i_{S1}(t) = i_2(t) \quad (2.8)$$

-segunda etapa, figuras 2.2 - (b) e 2.10 .

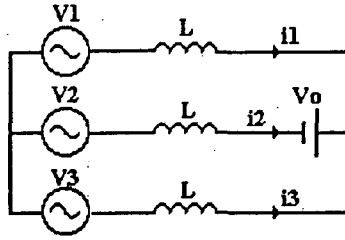


Fig. 2.10 - Circuito equivalente para a segunda etapa.

Tem-se:

$$i1(t) = I1 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \text{sen}(\omega t) - V_o}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.9)$$

$$i2(t) = I2 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + 2 \cdot V_o}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.10)$$

$$i3(t) = I3 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) - V_o}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.11)$$

$$iD7(t) = i2(t) \quad (2.12)$$

$$iS1(t) = 0 \quad (2.13)$$

Substituindo-se nas expressões (2.4), (2.5) e (2.6) o valor do tempo em que a chave S1 fica fechada ($t = t_{on}$), obtém-se os valores $I1$, $I2$ e $I3$ que representam a corrente de pico máxima em cada fase para o intervalo considerado.

$$I1 = \frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \text{sen}(\omega t) \quad (2.14)$$

$$I2 = \frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (2.15)$$

$$I3 = \frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (2.16)$$

- terceira etapa, figuras 2.2 - (c) e 2.11:

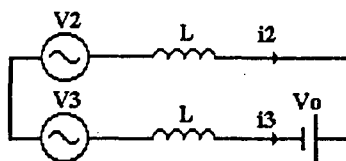


Fig. 2.11 - Circuito equivalente para a terceira etapa.

Tem-se para o caso:

$$i_1(t) = 0 \quad (2.17)$$

$$i_2(t) = I_{22} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \cos(\omega t) + V_o}{2 \cdot L} \cdot t \quad (2.18)$$

$$i_3(t) = -i_2(t) \quad (2.19)$$

$$i_{D7}(t) = i_2(t) \quad (2.20)$$

$$i_{S1}(t) = 0 \quad (2.21)$$

O tempo de duração da segunda etapa ($\Delta t_1 = t_1 = t_{on}$) é definido como sendo o tempo no qual a corrente no indutor L_1 se anula. Igualando-se a expressão (2.9) a zero obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t)}{V_o - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t)} \cdot t_{on} \quad (2.22)$$

Substituindo-se a expressão (2.22) em (2.10) e (2.11), obtém-se o valor das correntes I_{22} e I_{33} . Estas são dadas respectivamente por:

$$I_{22} = \frac{V_{PK} \cdot \tan}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{V_0 - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t)} \quad (2.23)$$

$$I_{33} = -\frac{V_{PK} \cdot \tan}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{V_0 - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t)} \quad (2.24)$$

O tempo de duração da terceira etapa ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$) é obtido considerando o instante em que as correntes nos indutores L2 e L3 se anulam. Logo, igualando-se a expressão (2.18) a zero tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{[\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \cos(\omega t) + V_0] \cdot [3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t) - V_0]} \cdot \tan \quad (2.25)$$

- quarta etapa, figura 2.2 - (d).

Nesta etapa as correntes nos interruptores e nos indutores são nulas.

2.4.2 - Intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$.

No intervalo agora considerado, a primeira, segunda e quarta etapas, assim como as respectivas equações de correntes, são idênticas às do item 2.4.1.

- terceira etapa, figuras 2.4 - (c) e 2.12:

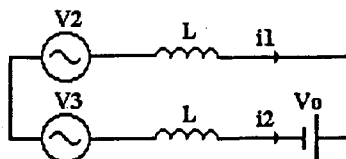


Fig. 2.12 - Circuito equivalente para a terceira etapa.

Neste caso tem-se:

$$i_1(t) = I_{11} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) - V_o}{2 \cdot L} \cdot t \quad (2.26)$$

$$i_2(t) = -i_1(t) \quad (2.27)$$

$$i_3(t) = 0 \quad (2.28)$$

$$i_{D7}(t) = i_2(t) \quad (2.29)$$

$$i_{S1}(t) = 0 \quad (2.30)$$

O tempo de duração da segunda etapa ($\Delta t_1 = t_1 - t_{on}$) é definido pelo instante em que a corrente no indutor L3 se anula. Igualando-se a expressão (2.11) a zero, obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)}{V_o - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \cdot t_{on} \quad (2.31)$$

Substituindo-se a expressão (2.31) em (2.9) e (2.10), obtém-se o valor das correntes I_{11} e I_{22} .

Estas são dadas respectivamente por:

$$I_{11} = \frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{V_o - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \quad (2.32)$$

$$I_{22} = -\frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{V_o - 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \quad (2.33)$$

O tempo de duração da terceira etapa ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$) é obtido considerando o instante no qual as correntes nos indutores L1 e L2 se anulam. Logo, igualando-se a expressão (2.26) a zero tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t - 30^\circ)}{[\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) - V_0] \cdot [3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) - V_0]} \cdot \text{ton} \quad (2.34)$$

2.4.3 - Intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$.

No intervalo agora considerado, a primeira e quarta etapas, assim como as respectivas equações de correntes, são idênticas às do item 2.4.1.

- segunda etapa, figuras 2.6 - (b) e 2.13:

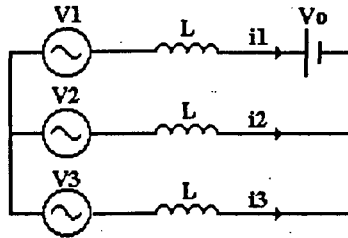


Fig. 2.13 - Segunda etapa de funcionamento.

Tem-se agora:

$$i_1(t) = I_1 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_0}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.35)$$

$$i_2(t) = I_2 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) + V_0}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.36)$$

$$i_3(t) = I_3 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) + V_0}{3 \cdot L} \cdot t \quad (2.37)$$

$$i_{D7} = i_1(t) \quad (2.38)$$

$$i_{S1}(t) = 0 \quad (2.39)$$

Onde os valores de I_1 , I_2 e I_3 são dados respectivamente pelas expressões (2.14), (2.15) e (2.16).

- terceira etapa, figuras 2.6 - (c) e 2.14:

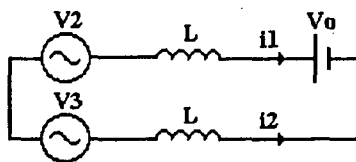


Fig. 2.14 - terceira etapa de funcionamento.

Donde tem-se:

$$i1(t) = I11 + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) - V_o}{2 \cdot L} \cdot t \quad (2.40)$$

$$i2(t) = -i1(t) \quad (2.41)$$

$$i3(t) = 0 \quad (2.42)$$

$$iD7(t) = i1(t) \quad (2.43)$$

$$iS1(t) = 0 \quad (2.44)$$

O tempo de duração da segunda etapa ($\Delta t1 = t1 - ton$) é definido pelo instante em que a corrente no indutor L3 se anula. Igualando-se a expressão (2.37) a zero, obtém-se:

$$\Delta t1 = - \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)}{V_o + 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \cdot ton \quad (2.45)$$

Substituindo-se a expressão (2.45) em (2.35) e (2.36), obtém-se o valor das correntes I11 e I22. Estas são dadas respectivamente por:

$$I11 = \frac{V_{PK} \cdot ton}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot \cos(\omega t)}{V_o + 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \quad (2.46)$$

$$I_{22} = -\frac{V_{PK} \cdot t_{on}}{L} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_0 \cdot \cos(\omega t)}{V_0 + 3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)} \quad (2.47)$$

O tempo de duração da terceira etapa ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$) é obtido considerando o instante em que as correntes nos indutores L1 e L2 se anulam. Logo, igualando-se a expressão (2.40) a zero tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot V_0 \cdot \cos(\omega t)}{[V_0 - \sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ)] \cdot [3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) + V_0]} \cdot t_{on} \quad (2.48)$$

Devido à influência da tensão da carga (V_0) sobre os tempos de descarga dos indutores (Δt_1 , Δt_2), a forma de onda da corrente de entrada não será perfeitamente senoidal apresentando uma certa deformação devido ao surgimento de harmônicas de baixa ordem [4].

2.5 - Cálculo dos Esforços nos Componentes do Conversor.

Para efeito de dimensionamento dos componentes do conversor, as correntes médias e eficazes principais são obtidas utilizando-se o equacionamento resultante do item anterior. Quando necessário, são apresentados os ábacos provenientes da solução das expressões obtidas.

2.5.1 - Cálculo da Corrente Média na Chave S1.

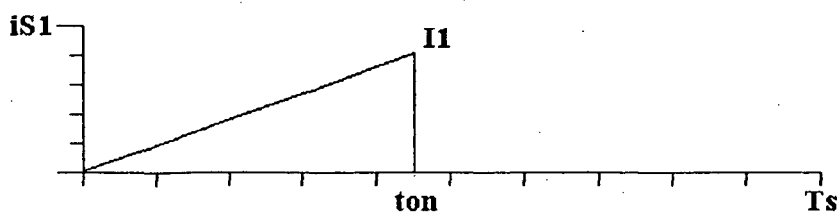


Fig. 2.15 - Corrente na chave S1.

Durante o tempo em que a chave S1 conduz, a corrente tem o mesmo comportamento para todos os intervalos do período da rede. Sendo assim, para um período de chaveamento a corrente média vale:

$$I_{os}(\omega t) = \frac{I_l \cdot \omega t}{2 \cdot T_s} \quad (2.49)$$

Onde I_l é dado pela expressão (2.10), logo:

$$I_{os}(\omega t) = \frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot \sin(\omega t) \quad (2.50)$$

A corrente média na chave é dada, então, por:

$$I_{os} = \frac{6}{\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{\pi/2} I_{os}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.51)$$

O que resulta:

$$I_{os} = \frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{3}{\pi} \cdot D^2 \quad (2.52)$$

2.5.2 - Corrente Média no diodo de Bloqueio.

Na figura 2.16 vê-se o comportamento da corrente no diodo D7. Como pode-se observar pela figura 2.8 do item 2.3, a corrente que circula por este diodo é equivalente à corrente do indutor L1 no intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$. Devido à simetria, considerar-se-á o intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$, já analisado no item 2.4.

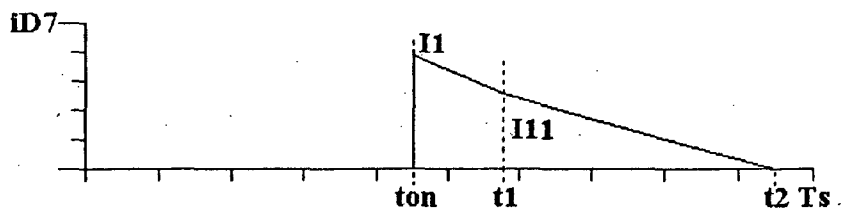


Fig. 2.16 - Corrente no diodo D7.

Para um período de chaveamento, a corrente média vale:

$$I_{obi}(\omega t) = \frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2 \cdot T_s} + \frac{I_{11} \cdot \Delta t_1}{2 \cdot T_s} + \frac{I_{11} \cdot \Delta t_2}{2 \cdot T_s} \quad (2.53)$$

Onde I_1 , I_{11} , Δt_1 e Δt_2 são dados respectivamente pelas expressões (2.14), (2.46), (2.45) e (2.48).

Substituindo na expressão (2.53), cada termo resulta:

$$\frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2 \cdot T_s} = -\frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \left[\sin(2\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{2} \right]}{2 \cdot [\beta + \sin(\omega t + 120^\circ)]} \quad (2.54)$$

$$\frac{I_{11} \cdot \Delta t_1}{2 \cdot T_s} = -\frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot \frac{3 \cdot \beta \cdot \left[\sin(2\omega t + 120^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]}{2 \cdot [\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^2} \quad (2.55)$$

$$\frac{I_{11} \cdot \Delta t_2}{2 \cdot T_s} = \frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot \frac{\beta^2 \cdot [\cos(2\omega t) + 1]}{[\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^2 \cdot [\beta - \sin(\omega t + 30^\circ)]} \quad (2.56)$$

Onde β é o ganho de tensão definido como:

$$\beta = \frac{V_0}{\sqrt{3} \cdot V_{PK}} \quad (2.57)$$

A corrente média no diodo D7 é dada, então, por:

$$I_{ob} = \frac{6}{\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{\pi/2} I_{obi}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.58)$$

Devido à complexidade da expressão (2.58), obtêve-se a solução numérica, por computador, da expressão normalizada (I_{obn}) em função de β e tendo como parâmetro a razão cíclica (D). O ábaco correspondente é apresentado na figura 2.17.

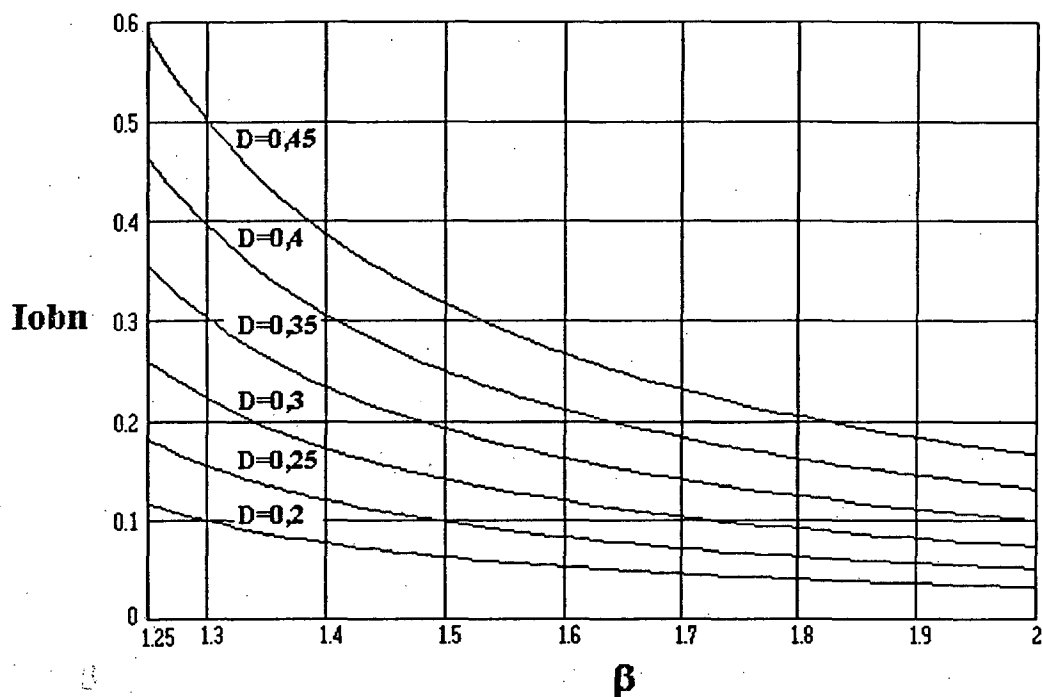


Fig. 2.17 - Ábaco da corrente média no diodo D7 normalizada em função de β tendo como parâmetro a razão cíclica D .

A expressão normalizada é dada por:

$$I_{obn} = \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{V_{PK}} \cdot I_{ob} \quad (2.59)$$

2.5.3 - Corrente Média nos Diodos da Ponte Retificadora.

Cada diodo da ponte fica ativo durante um semi período da rede . A corrente média será dada por:

$$I_{op} = \frac{1}{3} \cdot (I_{ob} + I_{os}) \quad (2.60)$$

2.5.4 - Cálculo da Corrente Eficaz na Chave S1.

Como visto no sub-item 2.5.1, a corrente na chave S1 tem o mesmo comportamento para todos os intervalos do período da rede. Para um período de chaveamento tem-se:

$$I_{esi}^2(\omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} i_l(t)^2 \cdot dt \quad (2.61)$$

Onde $i_l(t)$ é dado pela expressão (2.4).

Substituindo (2.4) em (2.61) resulta:

$$I_{esi}^2(\omega t) = \left(\frac{V_{PK} \cdot D}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_s} \right) \cdot D \cdot \sin^2(\omega t) \quad (2.62)$$

A corrente eficaz na chave S1 será então:

$$I_{es} = \frac{V_{PK}}{L \cdot f_s} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D}{\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{\pi/2} \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t)} \quad (2.63)$$

O que resulta,

$$I_{es} = \frac{V_{PK}}{L \cdot f_s} \cdot D \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \right)} \cdot D \quad (2.64)$$

2.5.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nos Indutores Boost.

Durante o tempo em que a chave S1 permanece fechada, a corrente nos indutores tem o mesmo comportamento, independente do sub-intervalo do período da rede que está sendo analisado. A contribuição desta corrente para o cálculo da corrente eficaz é dada como segue.

Para um período de chaveamento, a corrente eficaz é dada pela expressão (2.62). Para um período da rede tem-se:

$$I_{el}^2 = \left(\frac{V_{PK}}{L \cdot fs} \right)^2 \cdot \frac{D^3}{3} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.65)$$

O que fornece:

$$I_{el}^2 = \left(\frac{V_{PK}}{L \cdot fs} \right)^2 \cdot \frac{D^3}{6} \quad (2.66)$$

A contribuição da corrente devido às outras etapas é obtida fazendo-se o cálculo separado para cada sub-intervalo, como segue.

a) Intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$:

Para um período de chaveamento, tem-se:

$$I_{elil}^2(\omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{ton}^{tl} \left[I_1 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t) - V_0}{3 \cdot L} \cdot t \right]^2 \cdot dt \quad (2.67)$$

Onde I_1 é dado pela expressão (2.14). Resolvendo-se a integral, obtém-se:

$$I_{elil}^2(\omega t) = \left(\frac{V_{PK}}{L \cdot fs} \right) \cdot A_1 \quad (2.68)$$

Onde,

$$A_1 = \frac{D^3}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sin^3(\omega t)}{\beta - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t)} \quad (2.69)$$

b) Intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$:

Para um período de chaveamento, tem-se:

$$I_{eli2}^2(\omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_{on}}^{t_1} \left[I_1 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t) - V_0}{3 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left[I_{11} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) - V_0}{2 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt \quad (2.70)$$

Onde I_1 e I_{11} são dados respectivamente pelas expressões (2.14) e (2.32). Resolvendo-se as integrais, obtém-se:

$$I_{eli2}^2(\omega t) = \left(\frac{V_{PK}}{L \cdot f_s} \right)^2 \cdot A_2 \quad (2.71)$$

Onde,

$$A_2 = D^3 \cdot \left\{ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin^2(\omega t + 120^\circ) \cdot [\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - \beta]}{[\beta - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^2} + \frac{\sqrt{3} \cdot \sin^2(\omega t) \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)}{[\beta - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]} + \frac{\sin^3(\omega t + 120^\circ) \cdot [\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - \beta]^2}{\sqrt{3} \cdot [\beta - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^3} - \frac{2 \cdot \beta^3 \cdot \sin^3(\omega t - 30^\circ)}{[\sin(\omega t + 30^\circ) - \beta] \cdot [\beta - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^3} \right\} \quad (2.72)$$

c) Intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$:

Para um período de chaveamento, tem-se:

$$I_{eli3}^2(\omega t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_{on}}^{t_1} \left[I_1 + \frac{3 \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot V_0}{3 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left[I_{11} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) - V_0}{2 \cdot L} \cdot t \right]^2 dt \quad (2.73)$$

Onde I_{II} e I_{III} são dados respectivamente pelas expressões (2.14) e (2.46). Resolvendo-se as integrais, tem-se:

$$I_{eli3}^2(\omega t) = \left(\frac{V_{PK}}{L \cdot fs} \right)^2 \cdot A_3 \quad (2.74)$$

Onde,

$$A_3 = D^3 \cdot \left\{ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin^2(\omega t + 120^\circ) \cdot [\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot \beta]}{[\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^2} + \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3} \cdot \sin^2(\omega t) \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)}{[\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]} - \frac{\sin^3(\omega t + 120^\circ) \cdot [\sqrt{3} \cdot \sin(\omega t) - 2 \cdot \beta]^2}{\sqrt{3} \cdot [\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^3} + \right. \\ \left. + \frac{2 \cdot \beta^3 \cdot \cos^3(\omega t)}{[\beta - \sin(\omega t + 30^\circ)] \cdot [\beta + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)]^3} \right\} \quad (2.75)$$

A corrente eficaz no indutor boost será dada, então, por:

$$I_{el}^2 = I_{el}^2 + \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/6} I_{eli1}^2(\omega t) \cdot d(\omega t) + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/6}^{\pi/3} I_{eli2}^2(\omega t) \cdot d(\omega t) + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{\pi/2} I_{eli3}^2(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.76)$$

Substituindo-se as expressões (2.66), (2.68), (2.71) e (2.74) em (2.76) e resolvendo-se para (I_{el}), obtém-se:

$$I_{el} = \frac{V_{PK}}{L \cdot fs} \cdot I_{eln} \quad (2.77)$$

Onde,

$$I_{eln} = \left\{ D^3 \cdot \left[\frac{1}{6} + \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/6} A_1 \cdot d(\omega t) + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/6}^{\pi/3} A_2 \cdot d(\omega t) + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{\pi/2} A_3 \cdot d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (2.78)$$

Devido à complexidade da expressão (2.78), obtêve-se a solução numérica, por computador, da expressão normalizada (I_{eln}) em função de β , tendo como parâmetro a razão cíclica (D). O resultado é apresentado sob a forma de ábaco na figura 2.18.

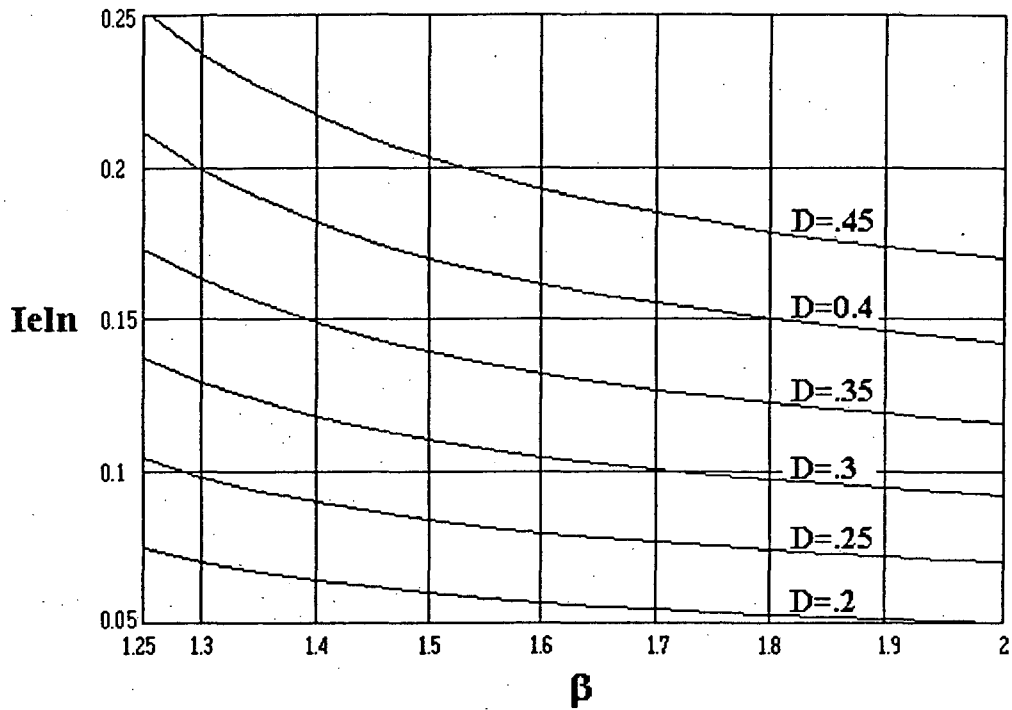


Fig. 2.18 - Ábaco da corrente eficaz no indutor boost em função de (β) e parametrizado por (D).

2.5.6 - Cálculo da Corrente de Pico Máxima nos Interruptores e Indutores Boost.

Como se verifica pelas etapas de funcionamento, todos os indutores e interruptores são submetidos à mesma corrente de pico máxima, quando $\omega t = 90^\circ$. Entrando-se com esta condição na expressão (2.14), resulta:

$$I_{PKM} = \frac{V_{PK}}{L} \cdot ton \quad (2.76)$$

Onde ton é dado por:

$$ton = D \cdot Ts \quad (2.77)$$

2.6 - Cálculo da Razão Cíclica Máxima.

O maior intervalo de tempo necessário para que todos os indutores tenham corrente nula, ocorre para valores múltiplos de 60° . Tomando-se as expressões (2.45) e (2.48) e β dado pela expressão (2.57), substituindo-se $\omega t = 60^\circ$, tem-se:

$$\Delta t_1 = 0 \quad (2.78)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\beta - 1} \cdot t_{on} \quad (2.79)$$

Para que se tenha garantida a condução descontínua durante todo o período da rede, deve-se satisfazer a seguinte condição:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = T_s - t_{on} \quad (2.80)$$

Substituindo-se (2.78) e (2.79) em (2.80), obtém-se:

$$D_M = \frac{\beta - 1}{\beta} \quad (2.81)$$

A expressão (2.81) representa a máxima razão cíclica para um dado β , para que o conversor opere em condução descontínua.

2.7 - Característica de Saída.

A corrente média na carga é a mesma calculada para o diodo D7. Desta forma, aproveitando-se a expressão obtida, determina-se a família de curvas que definem a característica de saída ($I_{on} \times \beta$) tendo como parâmetro a razão cíclica. A família de curvas é apresentada na figura 2.19.

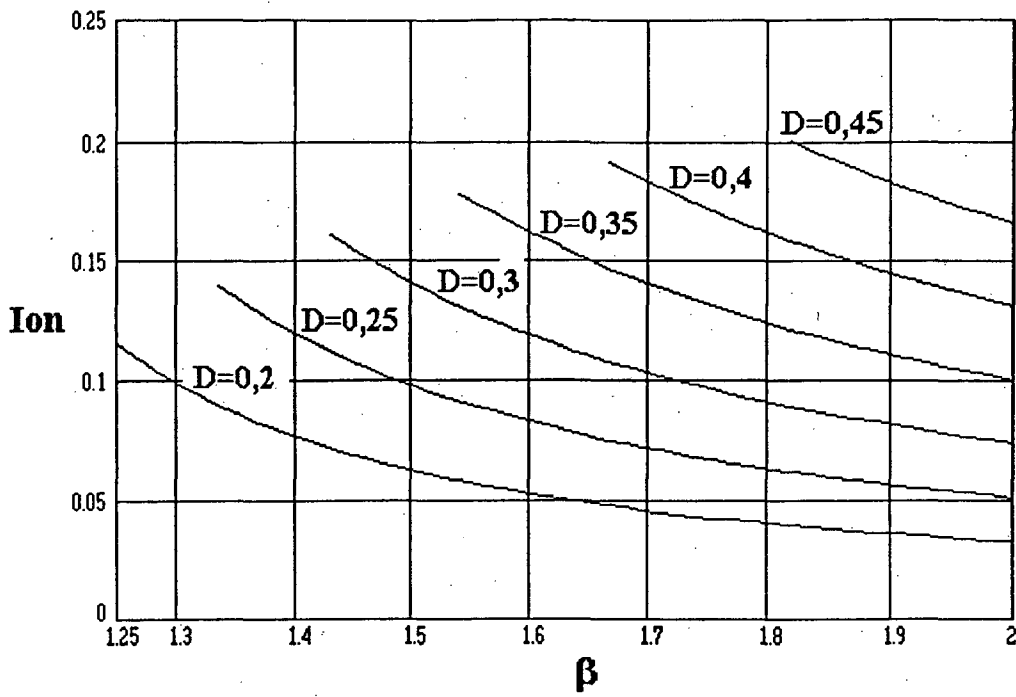


Fig. 2.19 - Característica de saída do conversor Boost com entrada trifásica operando em condução descontinua.

2.8 - Cálculo da indutância Boost.

Da expressão da corrente média no diodo D7, tem-se:

$$I_{obn} = \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{V_{PK}} \cdot I_{ob} \quad (2.82)$$

A corrente média no diodo de bloqueio (I_{ob}) é igual à corrente de carga (I_o), logo:

$$I_{ob} = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.83)$$

Sabe-se também da expressão (2.57) que :

$$V_o = \sqrt{3} \cdot V_{PK} \cdot \beta \quad (2.84)$$

Substituindo-se (2.84) em (2.83) e o resultado em (2.82), obtém-se:

$$I_{obn} = \frac{2 \cdot L \cdot f_s \cdot P_0}{\sqrt{3} \cdot V_{PK}^2 \cdot \beta} \quad (2.85)$$

Isolando-se L de (2.85), obtém-se a expressão que fornece a máxima indutância para que o conversor opere em condução descontínua. O valor de I_{obn} é obtido do ábaco apresentado na figura 2.17.

$$L = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK}^2 \cdot \beta}{2 \cdot f_s \cdot P_0} \cdot I_{obn} \quad (2.86)$$

2.9 - Dimensionamento do Capacitor do Filtro de Saída.

A corrente que passa pelo diodo de bloqueio possui uma componente em baixa frequência (360 Hz) que deve ser filtrada. As componentes de alta frequência não influenciam no cálculo do capacitor [13].

A componente de baixa frequência é dada por:

$$i_6(\omega t) = I_6 \cdot \cos(\omega t) \quad (2.87)$$

Onde I_6 é aproximadamente 25% da corrente média para um período de chaveamento, quando $\omega t = 90^\circ$. Então:

$$I_6 = \frac{\sqrt{3} \cdot D^2}{8 \cdot (2 \cdot \beta - \sqrt{3})} \cdot \frac{V_{PK}}{f_s \cdot L} \quad (2.88)$$

A tensão no capacitor será dada por:

$$\frac{\Delta V_{C0}}{2} = I_6 \cdot \frac{1}{6 \cdot \omega_0 \cdot C_0} \quad (2.89)$$

Substituindo (2.88) em (2.89) e resolvendo para C_0 , obtém-se:

$$C_0 = \frac{\sqrt{3} \cdot D^2 \cdot V_{PK}}{24 \cdot \omega_0 \cdot f_s \cdot L \cdot [2 \cdot \beta - \sqrt{3}] \cdot \Delta V_{C0}} \quad (2.90)$$

Onde,

$\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$, (para uma frequência de 60 Hz);

ΔV_{C0} = " ripple " de tensão na carga.

2.10 - Dimensionamento do Filtro de entrada.

Para que se elimine as componentes de alta frequência da corrente de linha e se obtenha alto fator de potência, utiliza-se um filtro na entrada do conversor. O filtro escolhido é o clássico LC cujo projeto pode ser visto nas referências [14], [15] e [20].

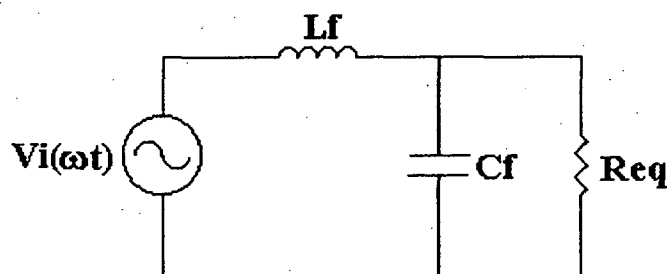


Fig. 2.20 - Circuito equivalente do filtro de entrada para uma fase.

A resistência equivalente de entrada, por fase, vista pelo filtro é dada por:

$$R_{eq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{PK}^2}{P_0} \quad (2.91)$$

Os valores de capacitância e indutância para o filtro podem ser obtidos pelas expressões (2.92) e (2.93), obtidas das referências já mencionadas:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \xi \cdot R_{eq}} \quad (2.92)$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad (2.93)$$

Onde,

f_c = frequência de corte do filtro;

ξ = constante de amortecimento.

Algumas observações devem ser feitas quanto à escolha da frequência de corte e constante de amortecimento do filtro [15]:

1 - A frequência de corte do filtro LC deve estar pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor, a fim de atenuar as componentes de alta frequência;

2 - A frequência de corte deve ser pelo menos 50 vezes maior que a frequência de rede, a fim de evitar deslocamento de fase entre tensão e corrente de entrada;

3 - Escolhe-se $\xi > 0.7$ para evitar oscilações em altas frequências e deslocamento de fase em baixas frequências.

2.11 - Cálculo da Taxa de Distorção Harmônica.

Devido à simetria das ondas na entrada, as harmônicas de ordem par são eliminadas. A taxa de distorção harmônica é dada por:

$$TDH = \frac{(I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots)^{1/2}}{I_1} \quad (2.94)$$

Onde,

I_1 = fundamental da corrente;

$I_{n(n=3,5,7,\dots)}$ = harmônicas ímpares da corrente.

Nesta estrutura, a harmônica de baixa ordem mais significativa é a de $n = 5$, uma vez que as de alta frequência são eliminadas por filtragem. Desta forma:

$$TDH = \frac{I_5}{I_1} \quad (2.95)$$

Assim,

$$TDH = \frac{(2 - \sqrt{3})}{4\beta - (2 + \sqrt{3})} \quad (2.96)$$

Na figura 2.21 vê-se o comportamento da taxa de distorção harmônica em função de β .

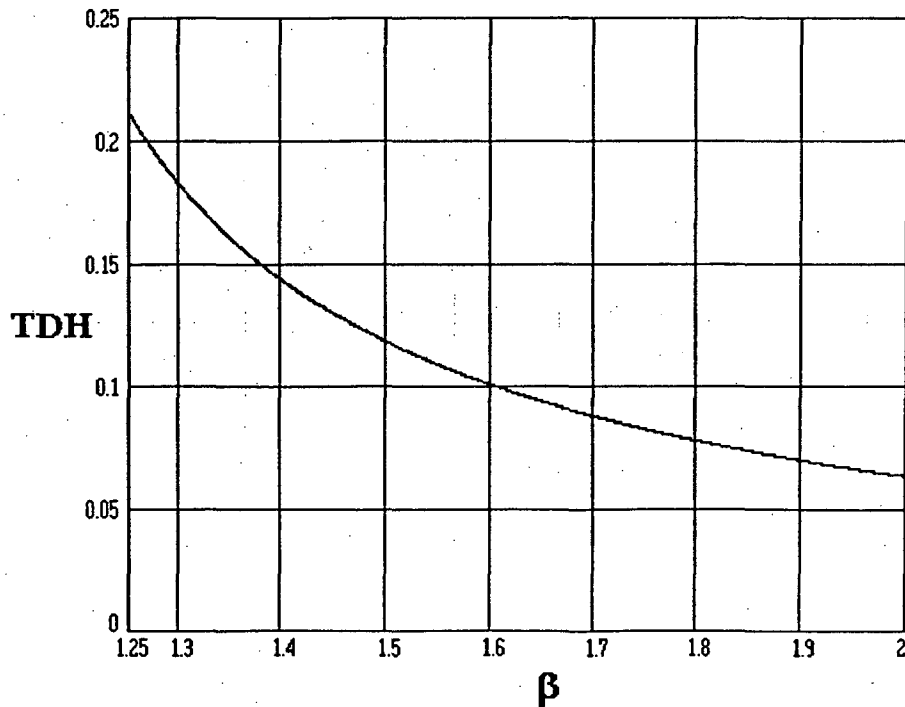


Fig. 2.21 - Taxa de distorção harmônica em função de β .

O fator de potência será dado por:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1+TDH^2}} \cdot \cos\phi \quad (2.97)$$

Considerando-se que não há deslocamento entre a fundamental de corrente e a tensão correspondente, o fator de potência fica:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (2.98)$$

Na figura 2.22 vê-se o fator de potência em função de β .

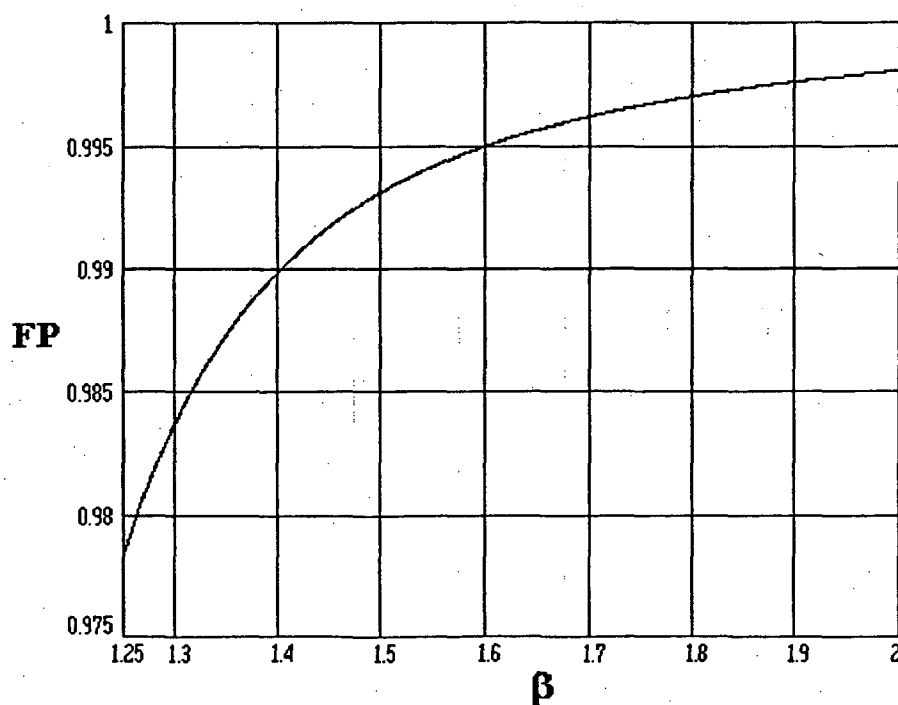


Fig. 2.22 - Variação do fator de potência com β .

2.12 - Corrente Eficaz de Entrada.

Para um sistema trifásico, a potência de entrada, considerando fator de potência unitário, é dada por:

$$P_{in} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V_{PK} \cdot I_1 \quad (2.99)$$

Uma vez que o conversor está sendo analisado tomando-se como base a idealidade dos componentes, as perdas são inexistentes. Desta forma, a potência de entrada iguala-se à potência na carga. Logo:

$$P_{in} = P_o \quad (2.100)$$

Substituindo-se a expressão (2.99) em (2.100) e resolvendo-se para (I_1), obtém-se:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_o}{V_o} \cdot \beta \quad (2.101)$$

Levando-se em consideração que a quinta harmônica também contribui para a corrente eficaz, das expressões (2.95) e (2.96), obtém-se:

$$I_5 = I_1 \cdot \frac{(2 - \sqrt{3})}{4 \cdot \beta - (2 + \sqrt{3})} \quad (2.102)$$

A corrente eficaz de entrada será dada aproximadamente por:

$$I_{ief} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2} \quad (2.103)$$

Substituindo-se a expressão (2.102) em (2.103), obtém-se:

$$I_{ief} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_0}{V_0} \cdot \beta \cdot \sqrt{\frac{4\beta - 2\sqrt{3}}{4\beta - (2 + \sqrt{3})}} \quad (2.104)$$

2.13 - Metodologia de Projeto.

É apresentada a seguir uma metodologia que permite, através da utilização das expressões e ábacos até aqui apresentados, a realização do projeto do conversor, com base nas suas especificações.

a) Dados para projeto:

- a.1) Potência máxima - P_0 ;
- a.2) Tensão na carga - V_0 ;
- a.3) Tensão de pico de entrada por fase - V_{PK} ;
- a.4) Frequência de chaveamento - f_s ;
- a.5) Ripple de tensão na saída - ΔV_0 .

b) Calcula-se o valor de β com a expressão (2.57):

$$\beta = \frac{V_0}{\sqrt{3} \cdot V_{PK}}$$

c) Calcula-se a razão cíclica máxima com a expressão (2.81):

$$D_M = \frac{\beta - 1}{\beta}$$

d) Calcula-se o valor da indutância boost com a expressão (2.86):

$$L \leq \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK}^2 \cdot \beta}{2 \cdot f_s \cdot P_0} \cdot I_{obn}$$

e) Calcula-se o valor da taxa de distorção harmônica, para o β escolhido, com a expressão (2.96), ou obtém-se pelo ábaco da figura 2.21:

$$TDH = \frac{(2 - \sqrt{3})}{4.\beta - (2 + \sqrt{3})}$$

f) Calcula-se o fator de potência com a expressão (2.98), ou obtém-se pelo ábaco da figura 2.22:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}}$$

g) Calcula-se a corrente de pico máxima para a estrutura com a expressão (2.76):

$$I_{PKM} = \frac{V_{PK} \cdot D_M}{L \cdot fs}$$

h) Calcula-se a corrente média no diodo de bloqueio por meio do ábaco de $I_{obn} \times \beta$ e expressão (2.59):

$$I_{ob} = \frac{V_{PK}}{2 \cdot L \cdot fs} \cdot I_{obn}$$

i) Calcula-se a corrente média na chave S1 por meio da expressão (2.52):

$$I_{os} = \frac{V_{PK} \cdot D_M^2}{2 \cdot L \cdot fs} \cdot \frac{3}{\pi}$$

j) Calcula-se a corrente média nos diodos da ponte por meio da expressão (2.60):

$$I_{op} = \frac{(I_{ob} + I_{os})}{3}$$

l) Calcula-se a corrente eficaz na chave S1 por meio da expressão (2.64):

$$I_{es} = \frac{V_{PK} \cdot D_M}{L \cdot f_s} \cdot \sqrt{D_M \cdot \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \right)}$$

m) Calcula-se a corrente eficaz nos indutores boost por meio do ábaco da figura 2.19 e expressão (2.77):

$$I_{el} = \frac{V_{PK}}{L \cdot f_s} \cdot I_{eln}$$

n) Calcula-se o capacitor de filtro de saída por meio da expressão (2.90):

$$C_0 = \frac{\sqrt{3} \cdot D^2 \cdot V_{PK}}{24 \cdot \omega_0 \cdot f_s \cdot L \cdot [2 \cdot \beta - \sqrt{3}] \cdot \Delta V_{Co}}$$

o) Calcula-se o filtro de entrada por meio das expressões (2.91), (2.92) e (2.93):

$$R_{eq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{PK}^2}{P_0}$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \xi \cdot R_{eq}}$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f}$$

p) Calcula-se o valor da corrente eficaz de entrada do conversor pela expressão (2.104):

$$I_{ief} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_0}{V_0} \cdot \beta \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta - 2 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot \beta - (2 + \sqrt{3})}}$$

2.14 - Exemplo de Projeto.

Para efeito de verificação da validade da análise teórica, é realizado um projeto segundo o roteiro anteriormente apresentado, cujos resultados são comparados com os resultados obtidos por simulação no programa SCVOLT [18], para as mesmas especificações, quais sejam :

a) Dados:

$$V_o = 440 \text{ V}$$

$$P_o = 3000 \text{ W}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}$$

$$V_{PK} = 179,6 \text{ V } (127 \times \sqrt{2})$$

$$\Delta V_o = 0,025 \times V_o = 11 \text{ V}$$

b) Cálculo de β :

$$\beta = \frac{440}{\sqrt{3} \cdot 179,6} \cong 1,41$$

c) Cálculo da razão cíclica máxima:

$$D_M = \frac{1,41 - 1}{1,41} \cong 0,3$$

d) Cálculo da indutância boost:

Do ábaco da figura 2.17 , obtém-se $I_{obn} = 0,164$, logo:

$$L \leq \frac{\sqrt{3} \cdot (179,6)^2 \cdot 0,164 \cdot 1,41}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 3000} \cong 218 \mu\text{H}$$

Será adotado $L = 210 \mu\text{H}$.

e) Cálculo da taxa de distorção harmônica:

$$TDH = \frac{(2 - \sqrt{3})}{4.1,41 - (2 + \sqrt{3})} \cdot 100\% \cong 14\%$$

f) Cálculo do fator de potência:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,14^2}} \cong 0,99$$

g) Cálculo da corrente de pico máxima:

$$I_{PKM} = \frac{179,6.0,3}{210.10^{-6} \cdot 10.10^3} \cong 25,7A$$

h) Cálculo da corrente média no diodo de bloqueio:

$$I_{ob} = \frac{179,6.0,164}{2.10.10^3 \cdot 210.10^{-6}} \cong 7A$$

i) Cálculo da corrente média na chave:

$$I_{os} = \frac{179,6.(0,3)^2 \cdot 3}{2.210.10^{-6} \cdot 10.10^3 \cdot \pi} \cong 3,68A$$

j) Cálculo da corrente média nos diodos da ponte:

$$I_{op} = \frac{(3,68 + 7)}{3} \cong 3,56A$$

l) Cálculo da corrente eficaz na chave:

$$I_{es} = \frac{179,6.0,3}{210.10^{-6} \cdot 10.10^3} \cdot \sqrt{0,3 \cdot \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \right)} \cong 7,8A$$

m) Cálculo da corrente eficaz no indutor boost:

Do ábaco da figura 2.19 obtém-se $I_{el} \cong 0,119$, logo:

$$I_{el} = \frac{179,6 \cdot 0,119}{210 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} \cong 10,17 \text{ A}$$

m) Cálculo do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{\sqrt{3} \cdot (0,3)^2 \cdot 179,6}{24 \cdot 377 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 210 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 1,41 - \sqrt{3}) \cdot 11} \cong 123 \mu\text{F}$$

n) Cálculo do filtro de entrada:

$$R_{eq} = \frac{3 \cdot 179,6^2}{2 \cdot 3000} \cong 16,128 \Omega$$

$$f_c = \frac{f_s}{10}; \quad f_c = 1000 \text{ Hz}$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 0,7 \cdot 16,128} \cong 14 \mu\text{F}$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1000)^2 \cdot 14 \cdot 10^{-6}} \cong 1,8 \text{ mH}$$

Apesar de ter sido calculado, para fins de observação dos valores obtidos em simulação para comprovação da análise teórica, não se faz necessário a utilização de filtro na entrada. O valor da corrente eficaz de entrada pode ser obtido por meio da análise harmônica realizada pelo programa de tratamento gráfico DSN [19], tomando-se apenas as componentes de baixa ordem.

o) Cálculo da corrente eficaz de entrada:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 3000 \cdot 1,41}{\sqrt{3} \cdot 440} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 1,41 - 2 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot 1,41 - (2 + \sqrt{3})}} \cong 8,38 \text{ A}$$

2.15 - Resultados de Simulação.

O circuito simulado é o mesmo apresentado na figura 2.1, com os seguintes valores de parâmetros:

$$L1 = L2 = L3 = 210 \mu\text{H};$$

$$C_o = 123 \mu\text{F};$$

$$R_o = 64,5 \Omega.$$

2.15.1 - Formas de ondas obtidas.

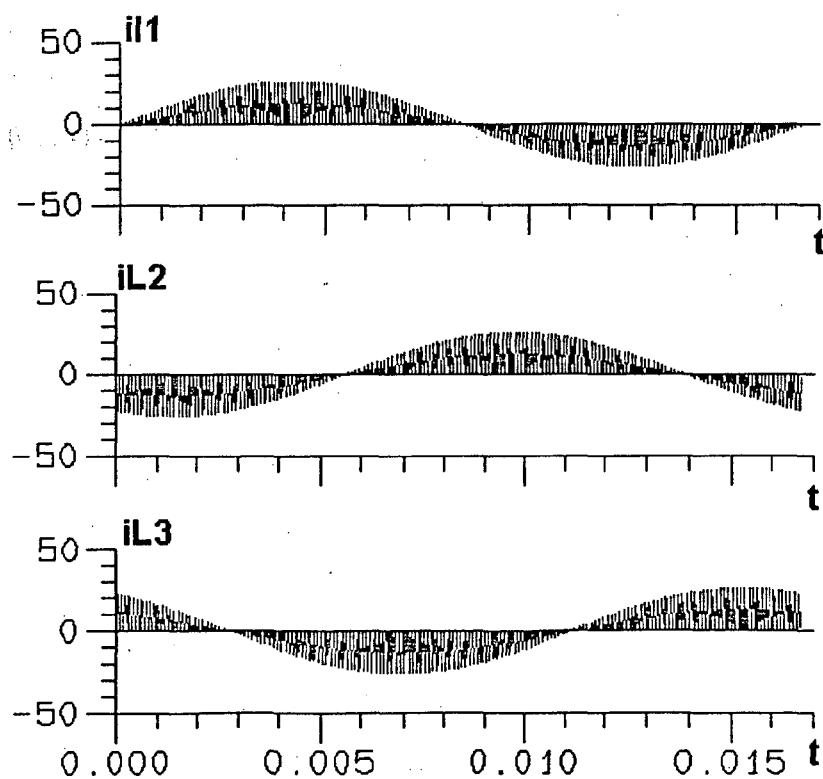


Fig. 2.23 - correntes nos indutores L1, L2 e L3.

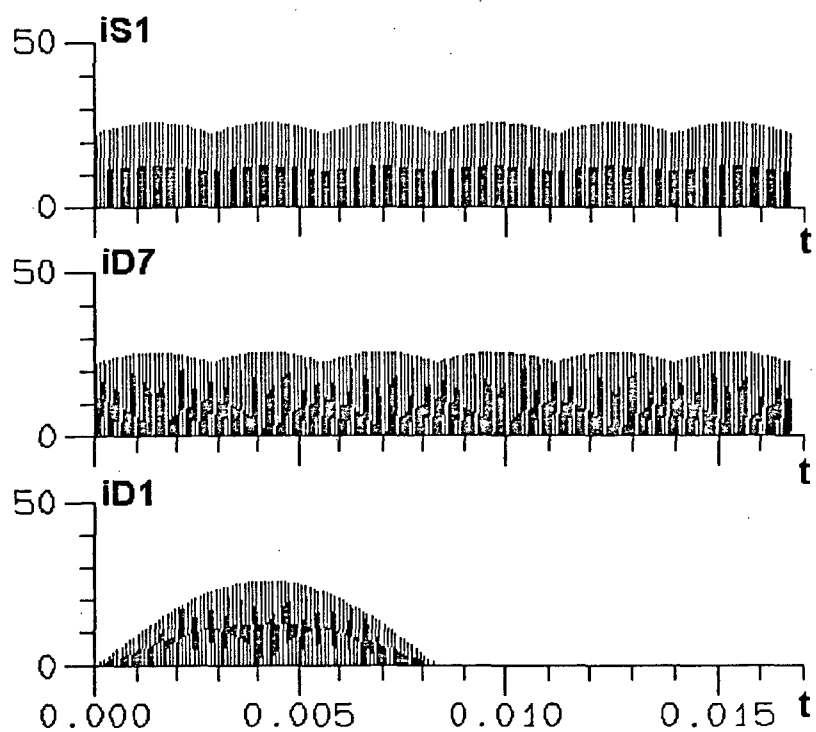


Fig. 2.24 - correntes na Chave S1, diodo D7 e diodo da ponte D1.

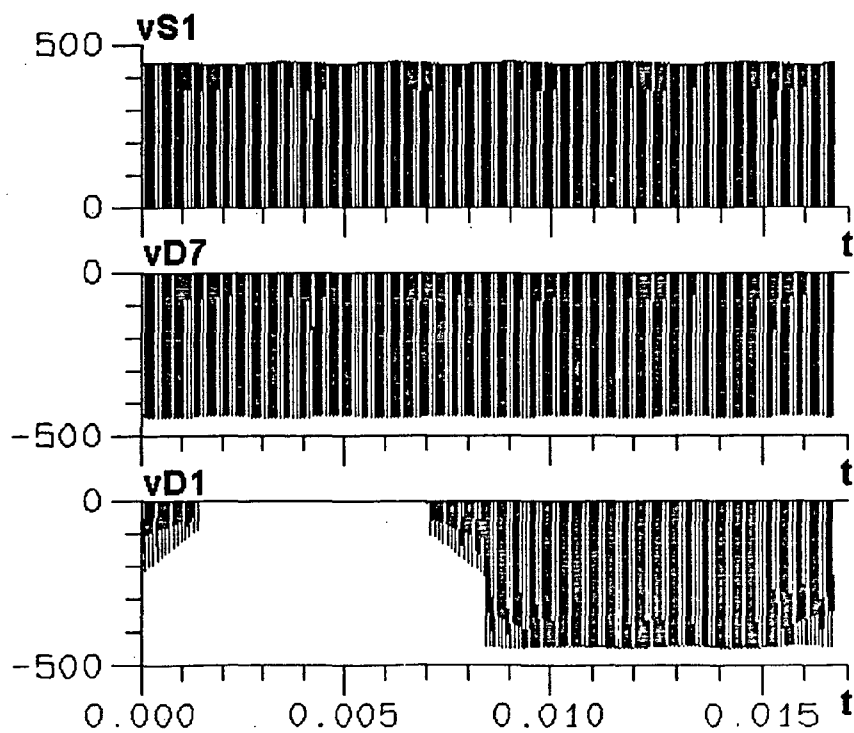


Fig. 2.25 - Tensões na chave S1, diodos D7 e de bloqueio D1.

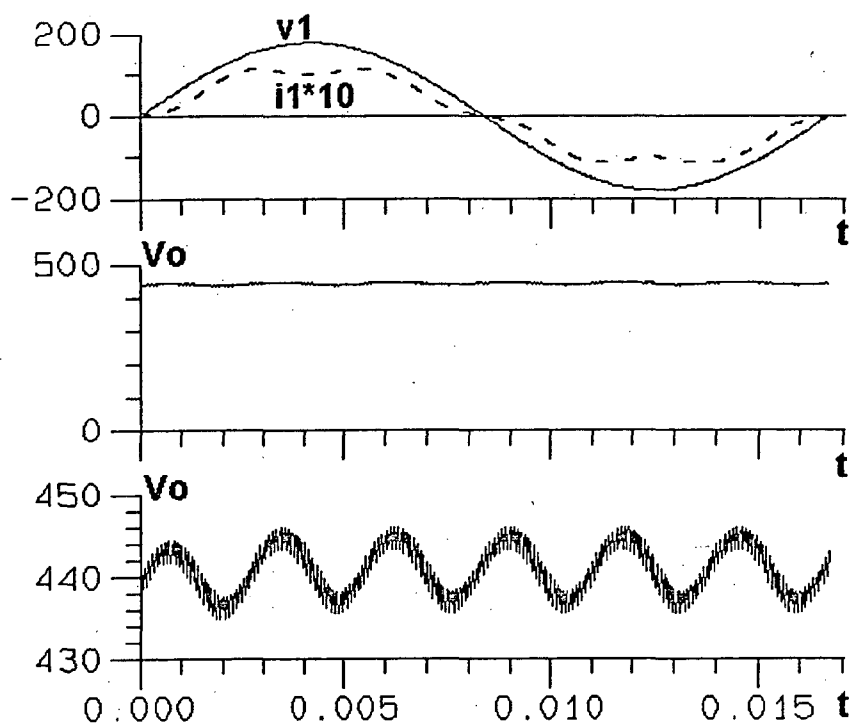


Fig. 2.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída, mostrando detalhe do " ripple ".

Na figura 2.27 é mostrado o espectro harmônico da corrente do indutor boost:

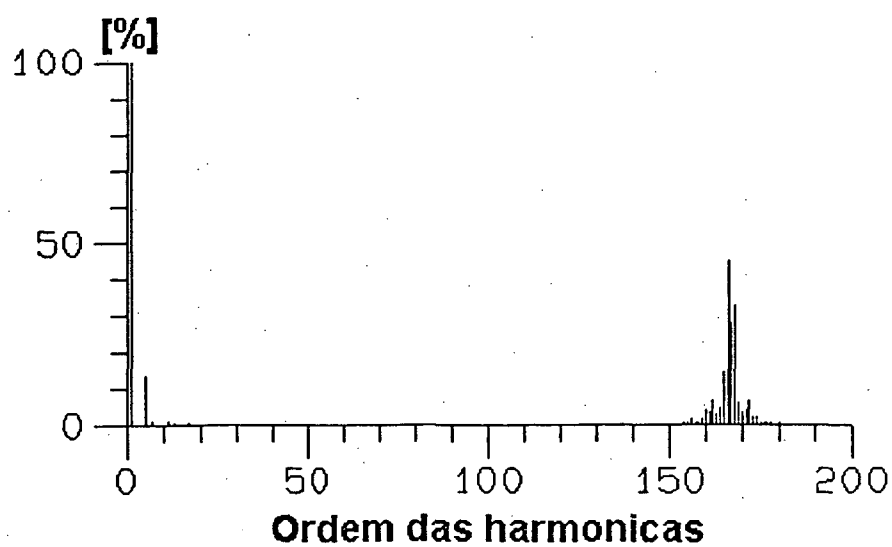


Fig. 2.27 - Espectro harmônico da corrente no indutor boost

Como se observa na figura, as componentes harmônicas de alta frequência estão próximas da frequência de chaveamento ($f_s = 10 \text{ kHz}$). Sendo portanto fáceis de serem filtradas. Constatase também que a harmônica de baixa frequência mais significativa é a de quinta ordem.

2.15.2 - Quadro Comparativo dos Valores Calculados e Obtidos por Simulação.

Na tabela 2.1 é apresentada uma comparação entre os resultados obtidos por simulação e os calculados através das expressões matemáticas obtidas analiticamente, constatando-se a boa concordância entre ambos.

PARÂMETROS	VALOR CALCULADO	VALOR DA SIMULAÇÃO
I_{PKM}	25,7 A	25,85 A
I_{es}	7,8 A	8,03 A
I_{el}	10,17 A	10,0 A
I_l	8,38 A	8,28 A
I_{ob}	7,0 A	6,87 A
I_{os}	3,68 A	3,83 A
I_{op}	3,56 A	3,56 A
ΔV_0	11 V	9,46 V
TDH	14 %	14 %
FP	0,99	0,99

TABELA 2.1 - Comparação dos valores calculados e obtidos por simulação.

2.16 - CONCLUSÕES.

O conversor estudado neste capítulo apresenta as seguintes vantagens:

- A frequência de operação é constante, sendo que, a tensão da saída pode ser ajustada variando-se a razão cíclica;
- Para controlar as chaves, um circuito baseado em qualquer circuito integrado comercial que gere sinais PWM, pode ser utilizado (3524 por exemplo);

- Os picos de corrente nos indutores seguem naturalmente as formas de ondas senoidais de cada fase. Assim, não há necessidade de se utilizar uma malha de corrente, tornando o circuito de controle mais simples;

- Em relação a um sistema que utilize três conversores monofásicos distribuídos um em cada fase, o conversor estudado utiliza menos componentes e ainda possui apenas uma chave comandada;

- A terceira harmônica é naturalmente eliminada do sistema;

- A estrutura produz alto fator de potência, próximo ao unitário;

- As componentes de alta frequência são facilmente eliminadas por um filtro de entrada, devido às altas ordens das mesmas;

Como desvantagens, o conversor apresenta:

- A tensão de saída é alta devido à própria característica boost, devendo ser maior que $\sqrt{3}$ vezes a tensão de pico máxima por fase;

- Os valores eficaz e de pico da corrente nos componentes (indutores, chaves e diodos) são maiores que em uma configuração utilizando conversores boost operando em condução contínua.

Da análise realizada, apresenta-se os ábacos mais importantes e uma metodologia de projeto. Os resultados de simulação comprovam a validade da análise teórica, apresentando resultados satisfatórios.

CAPÍTULO 3

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA TRIFÁSICO UTILIZANDO DOIS CONVERSORES BOOST EM PARALELO, OPERANDO DEFASADOS, NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO.

3.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo será estudada a estrutura formada por dois conversores boost em paralelo, no modo de condução descontínua de corrente, operando defasados.

As etapas de funcionamento são analisadas e aproveitando-se os resultados do capítulo 2, apresenta-se uma metodologia de projeto. Para comprovação dos resultados teóricos, um projeto com os mesmos dados do capítulo anterior é realizado para fins de simulação.

Uma comparação entre a estrutura do capítulo anterior e a presente é realizada, e as vantagens e desvantagens são apresentadas.

3.2 - TOPOLOGIA A SER ANALISADA.

A topologia utilizando os dois conversores boost é apresentada na figura 3.1.

As chaves são operadas à mesma frequência, mesma razão cíclica e são fechadas com um defasamento de meio período de chaveamento entre elas.

Devido à grande quantidade de etapas de funcionamento, será analisado apenas o intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$, sendo idênticas as etapas dos intervalos posteriores, havendo mudanças apenas na sequência de comutação dos diodos da ponte, como pôde ser visto nos itens 2.3.1 a 2.3.3 do capítulo 2.

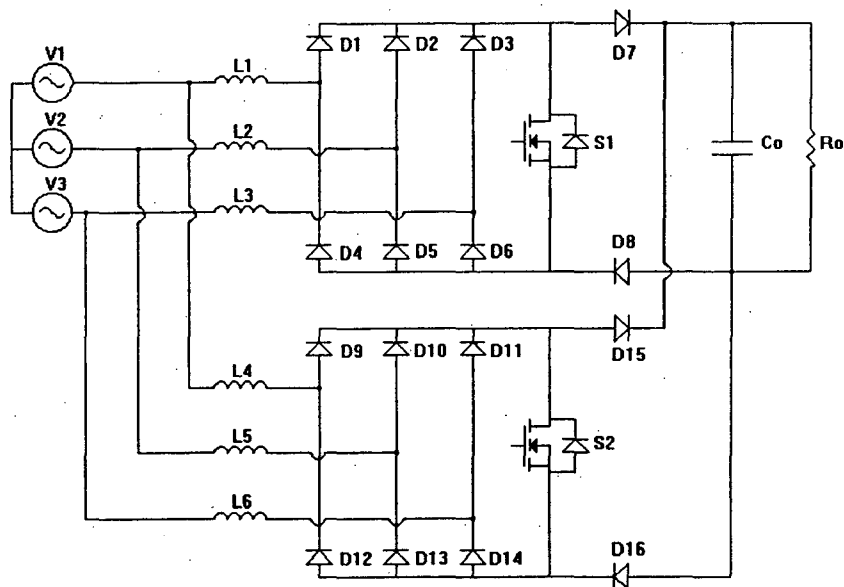


FIG. 3.1 - Topologia com dois conversores boost em paralelo operando defasados.

Para a análise teórica, serão levados em consideração, os mesmos fatores apresentados no item 2.2 do capítulo 2.

3.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.

A estrutura a ser analisada, pode operar de duas formas diferentes:

- 1 - A corrente de entrada do conversor, é descontínua;
- 2 - A corrente de entrada do conversor é contínua.

As etapas para os dois modos de operação são apresentados nos sub-itens a seguir:

3.3.1 - Corrente de Entrada Descontínua.

Este modo de operação ocorre quando as correntes nos indutores se anulam antes de meio período de chaveamento. Desta forma a composição das correntes das duas estruturas trifásicas fornecerá na entrada uma corrente também descontínua. Tem-se para esta situação, oito etapas de funcionamento .

- primeira etapa - figura 3.2 -(a):

A chave S1 é fechada. Entram em condução os diodos D1, D3 e D5. As correntes nos indutores crescem de forma linear, proporcionalmente às respectivas tensões de fase aplicadas. No instante definido pelo tempo de condução da chave, esta é aberta dando início à segunda etapa.

- segunda etapa - figura 3.2 - (b):

Com a abertura da chave S1, os diodos D7 e D8 entram em condução, transferindo energia dos indutores para a carga. Devido à menor energia acumulada no indutor L1, a corrente neste elemento se anula, bloqueando o diodo D1, dando início à terceira etapa.

- terceira etapa - figura 3.2 - (c):

Os indutores L2 e L3 continuam transferindo energia à carga, até que as correntes se anulem, bloqueando os diodos D3, D5, D7 e D8. Dá-se início a quarta etapa.

- quarta etapa - figura 3.2 - (d):

Não há circulação de corrente pelos componentes da estrutura, sendo a carga suprida pelo capacitor de filtro de saída.

- quinta etapa - figura 3.2 -(e):

A chave S2 é fechada. Entram em condução os diodos D9, 11 e D13. As correntes nos indutores crescem de forma linear, proporcionalmente às respectivas tensões de fase aplicadas. No instante definido pelo tempo de condução da chave, esta é aberta dando início a sexta etapa.

- sexta etapa - figura 3.2 - (f):

Com a abertura da chave S2, os diodos D15 e D16 entram em condução, transferindo energia dos indutores para a carga. Devido à menor energia acumulada no indutor L4, a corrente neste elemento se anula, bloqueando o diodo D9, dando início a sétima etapa.

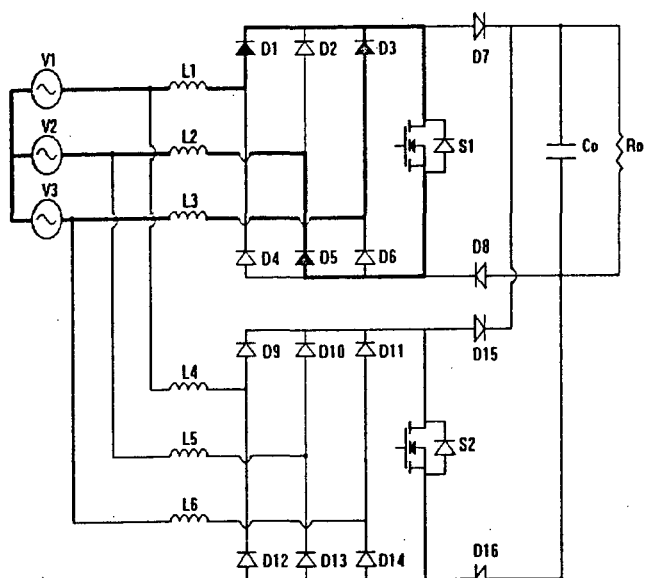
- sétima etapa - figura 3.2 - (g):

Os indutores L5 e L6 continuam transferindo energia à carga, até que as correntes se anulem, bloqueando os diodos D11, D13, D15 e D16. Dá-se início à oitava etapa.

- oitava etapa - figura 3.2 - (h):

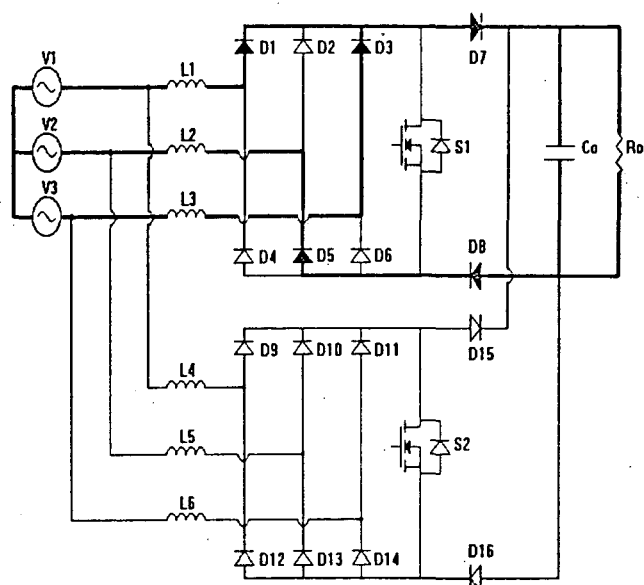
Idêntica à quarta etapa.

Na figura 3.2 são apresentadas as etapas de funcionamento para o conversor apresentando corrente de entrada descontínua.



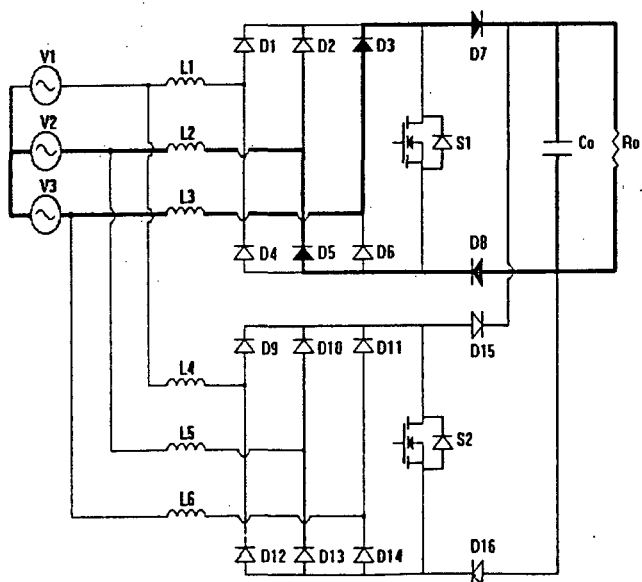
(a)

- primeira etapa



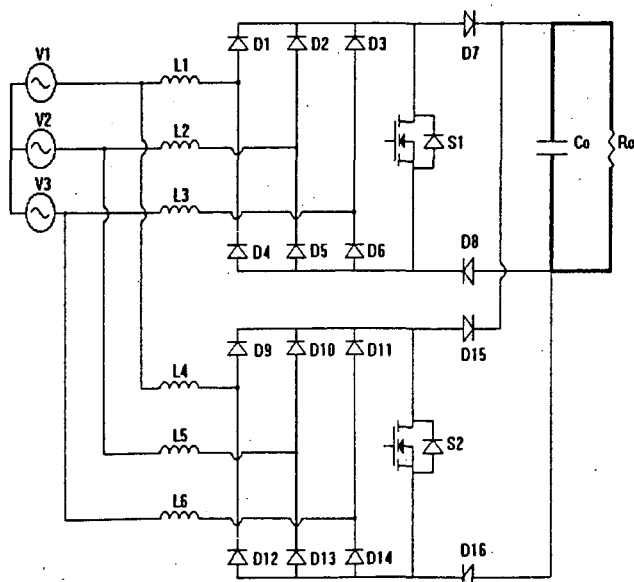
(b)

- segunda etapa



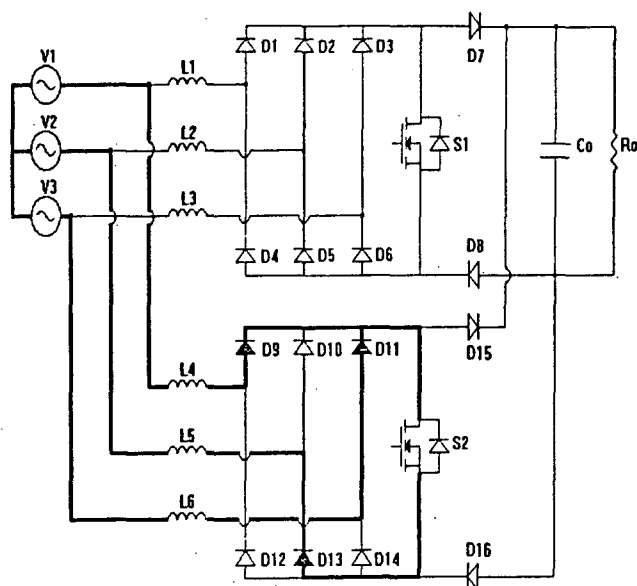
(c)

- terceira etapa



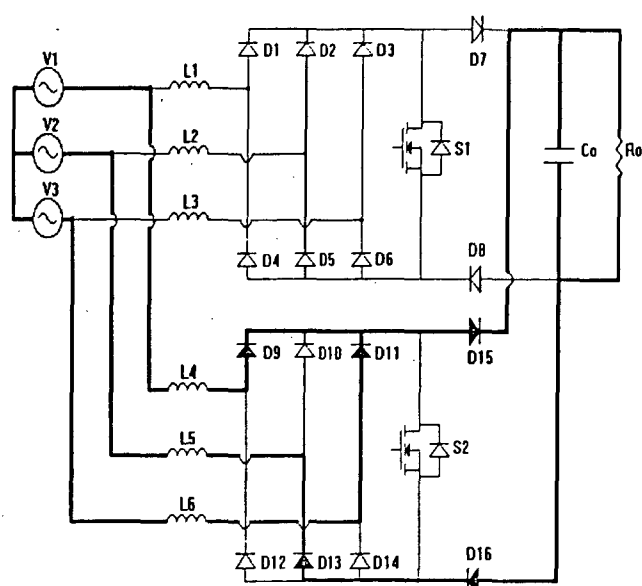
(d)

- quarta etapa



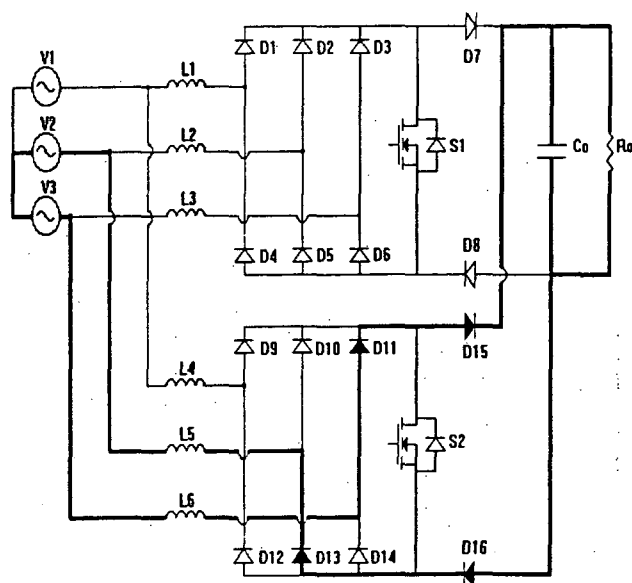
(e)

- quinta etapa



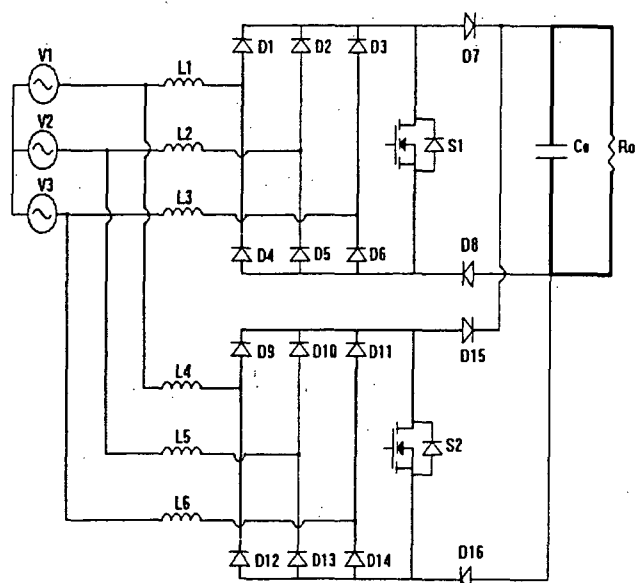
(f)

- sexta etapa



(g)

- sétima etapa



(h)

- oitava etapa

Fig. 3.2 - Etapas de funcionamento para corrente de entrada descontínua.

Na figura 3.3, são apresentadas as principais formas de onda, obtidas por simulação, para corrente de entrada descontínua.

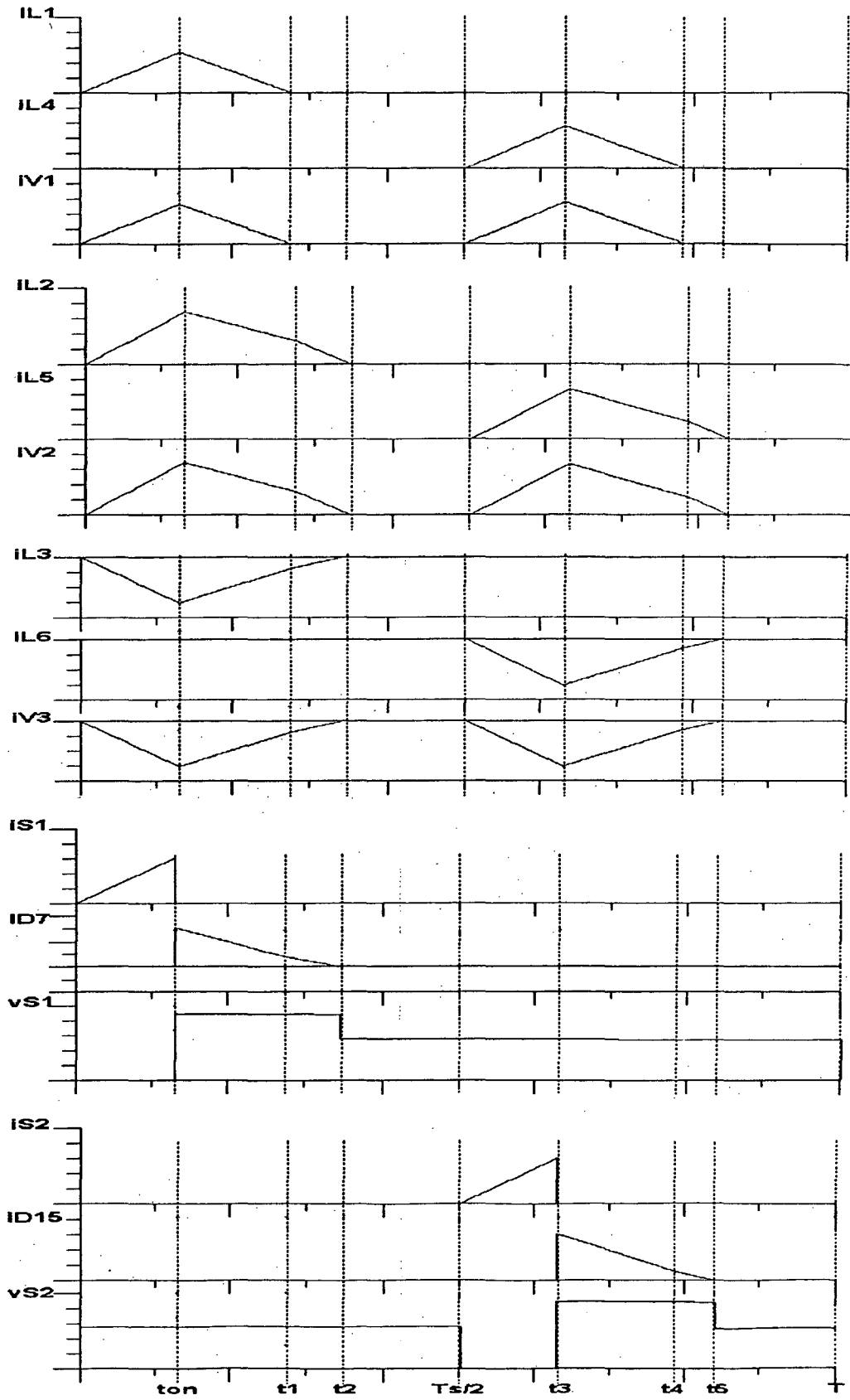


Fig. 3.3 - Principais formas de onda para corrente de entrada descontinua.

3.3.2 - Corrente de Entrada Contínua.

Este modo de operação ocorre quando as correntes nos indutores se anulam depois de meio período de chaveamento. Desta forma a composição das correntes das duas estruturas trifásicas fornecerá na entrada uma corrente no modo contínuo. Nesta forma de funcionamento são observadas, também, oito etapas de funcionamento apresentadas na figura 3.4 a seguir descritas:

- primeira etapa - figura 3.4 - (a):

A chave S1 é fechada. Os diodos D1, D3 e D5 entram em condução fazendo com que as correntes nos indutores L1, L2 e L3 cresçam linearmente, proporcionais as suas respectivas tensões de fase. A carga é suprida pela transferência de energia dos indutores L4, L5 e L6 através dos diodos D9, D11, D13, D15 e D16. Devido à menor energia acumulada no indutor L4, a corrente neste elemento se anula, bloqueando o diodo D9, dando início à segunda etapa.

- segunda etapa - figura 3.4 - (b):

Os indutores L5 e L6 continuam fornecendo energia à carga. Ao fim do tempo definido pelo tempo de condução da chave S1, esta é aberta, dando início à terceira etapa.

- terceira etapa - figura 3.4 - (c):

Com a abertura da chave S1, entram em condução os diodos D7 e D8. A carga recebe energia proveniente dos indutores L1, L2, L3, L5 e L6. As correntes nos indutores L5 e L6 continuam decrescendo, até que se anulam, bloqueando os diodos D11, D13, D15 e D16. Dá-se início à quarta etapa.

- quarta etapa - figura 3.4 - (d):

A carga continua sendo suprida pelas correntes nos indutores L1, L2 e L3. No instante igual à metade de um período de chaveamento, a chave S2 é fechada dando início à quinta etapa.

- quinta etapa - figura 3.4 - (e):

Com o fechamento de S2, os diodos D9, D11, D13 entram em condução e as correntes nos indutores L4, L5 e L6 crescem linearmente proporcionais às suas respectivas tensões de fase. A carga é suprida pela transferência de energia dos indutores L1, L2 e L3 através dos diodos D1, D3, D5, D7 e D8. Devido à menor energia acumulada no indutor, a corrente neste elemento se anula, bloqueando o diodo D1, dando início à sexta etapa.

- sexta etapa - figura 3.4 - (f):

Os indutores L2 e L3 continuam alimentando a carga. Ao fim do tempo de condução da chave S2, esta é aberta, dando início à sétima etapa.

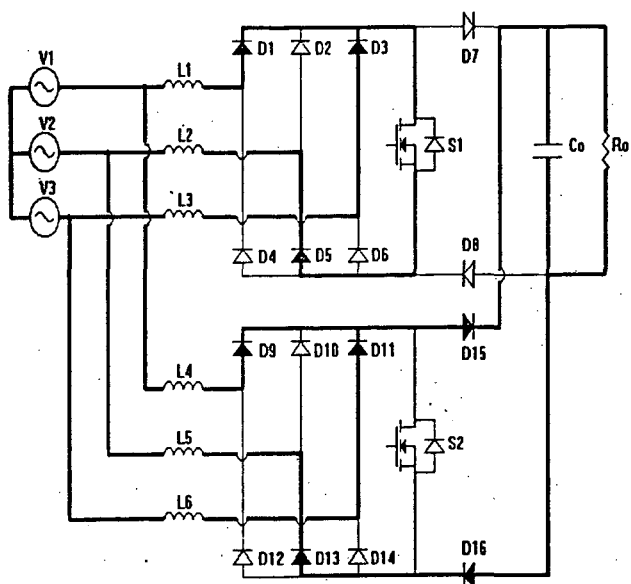
- sétima etapa - figura 3.4 - (g):

Com a abertura da chave S2, entram em condução os diodos D15 e D16. A carga recebe energia proveniente dos indutores L2, L3, L4, L5 e L6. As correntes nos Indutores L2 e L3 continuam decrescendo, até que se anulam, bloqueando os diodos D3, D5, D7 e D8. Dá-se início à oitava etapa.

- oitava etapa - figura 3.4 - (h):

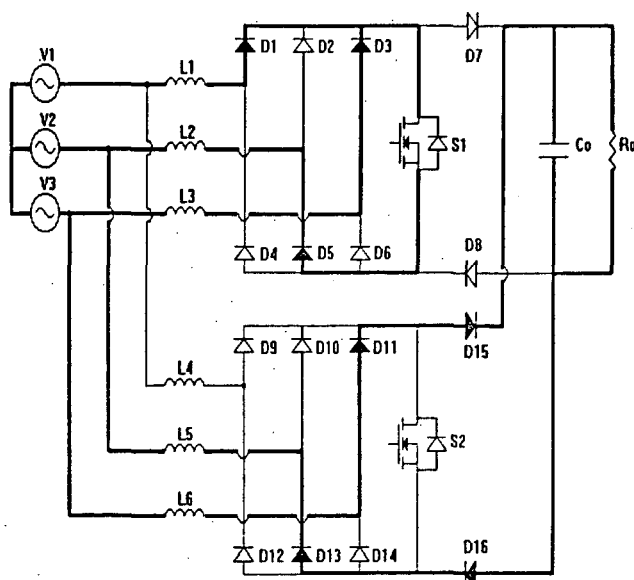
A carga continua sendo suprida pelos indutores L4, L5 e L6. No instante igual a um período de chaveamento, a chave S1 é fechada, retornando à primeira etapa.

Na figura 3.4 são mostradas as etapas de funcionamento do conversor com corrente de entrada contínua.



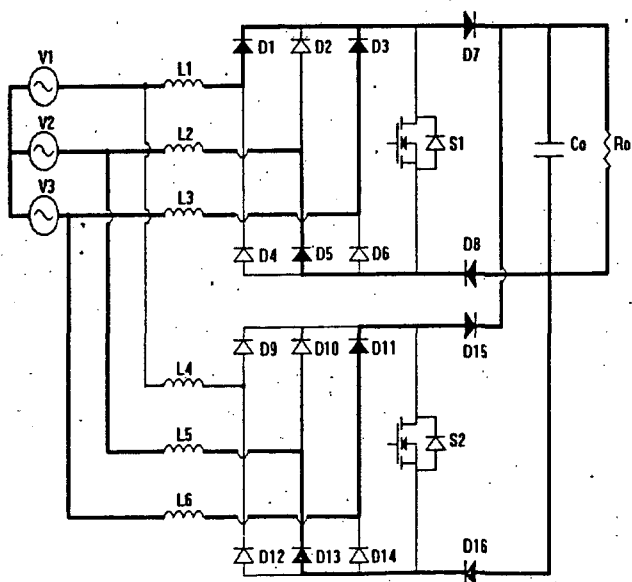
(a)

- primeira etapa



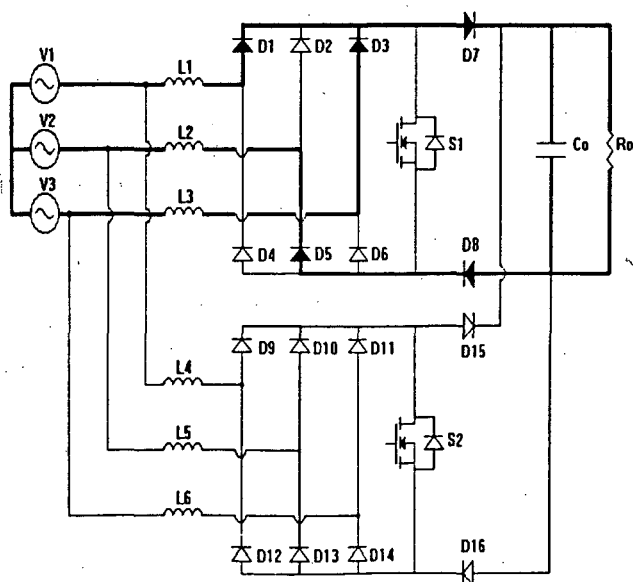
(b)

- segunda etapa



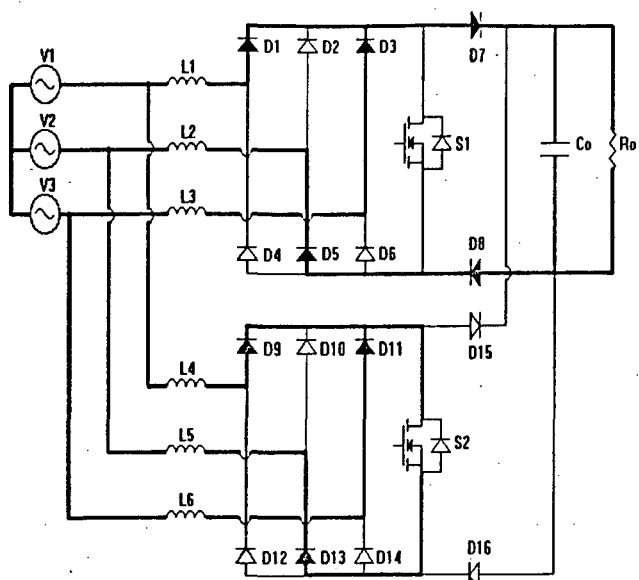
(c)

- terceira etapa



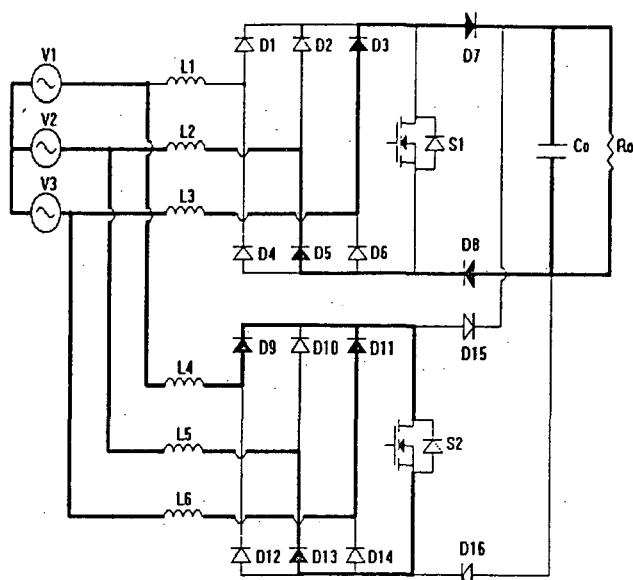
(d)

- quarta etapa



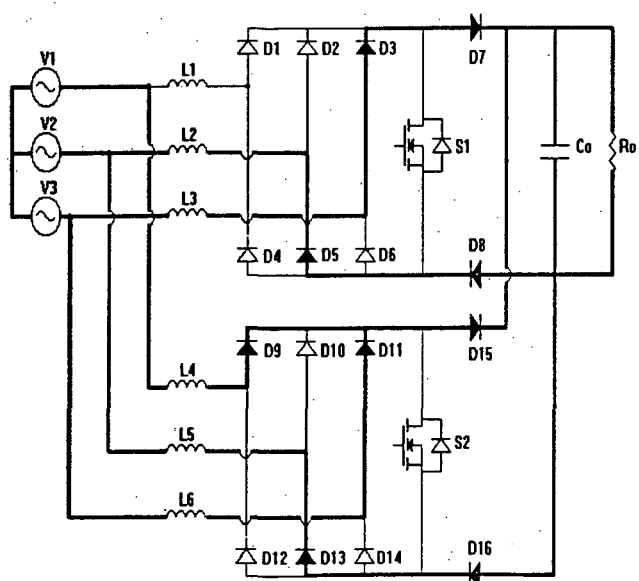
(e)

- quinta etapa



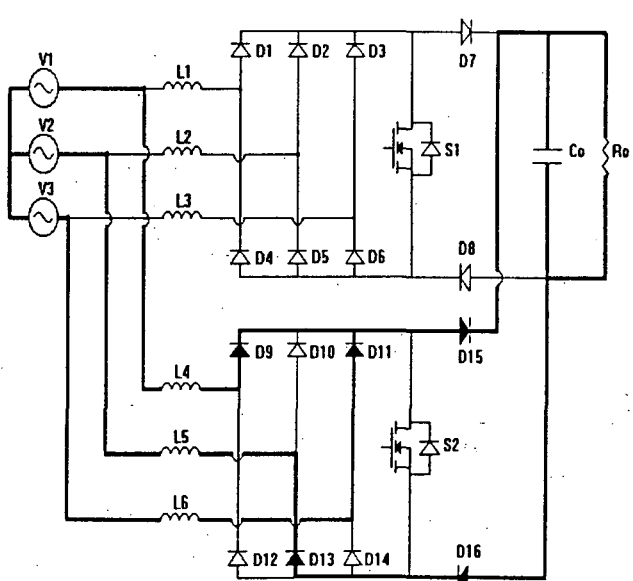
(f)

- sexta etapa



(g)

- sétima etapa



(h)

- oitava etapa

FIG. 3.4 - Etapas de funcionamento para corrente de entrada contínua.

Na figura 3.5, são apresentadas as principais formas de ondas, obtidas por simulação, para o funcionamento no modo contínuo.

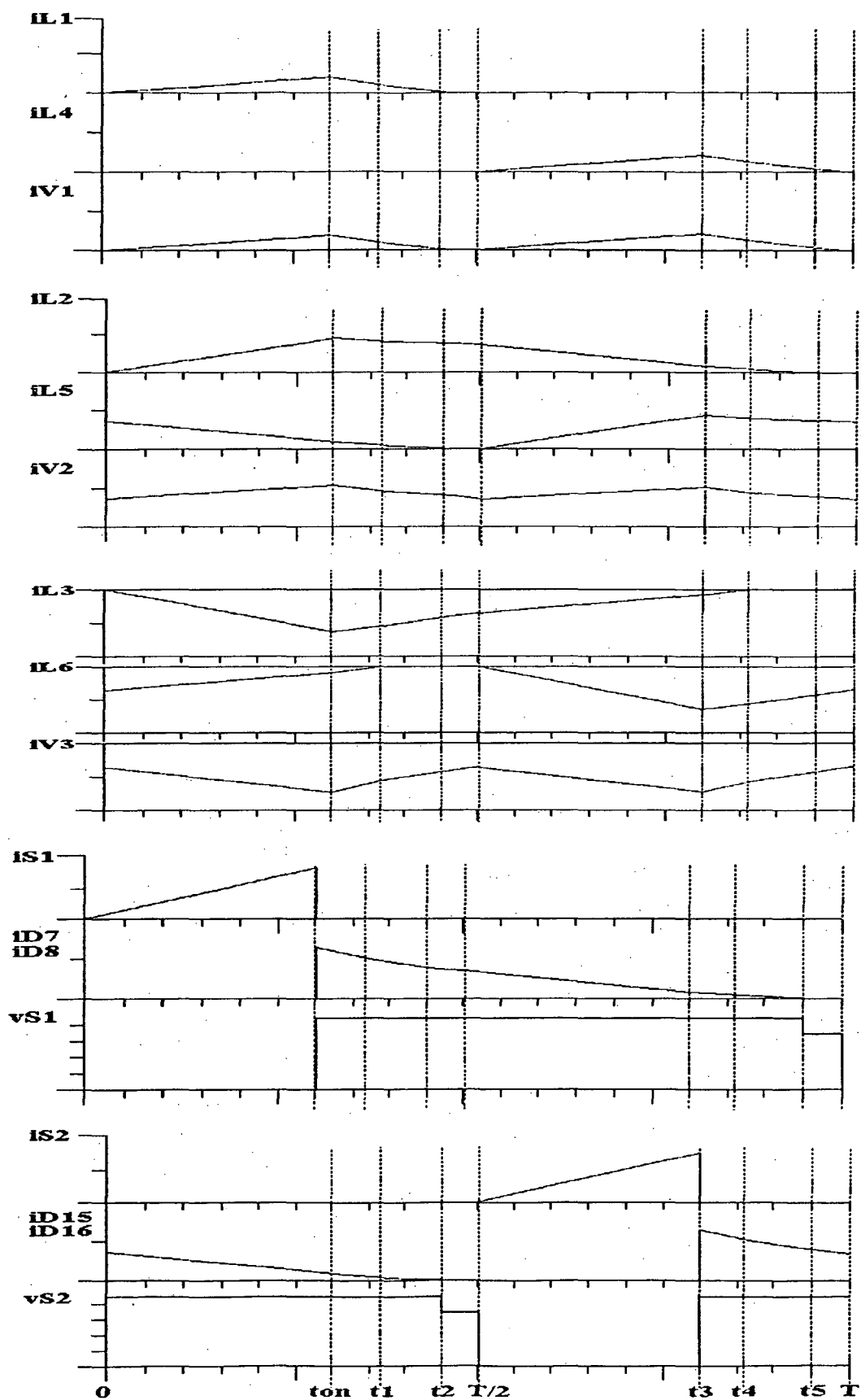


Fig. 3.5 - Principais formas de ondas para corrente de entrada contínua.

3.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA.

O estudo que será realizado refere-se ao conversor no modo de operação com corrente de entrada contínua.

Após várias simulações realizadas, observou-se não ser vantajoso o modo de operação com corrente de entrada descontínua, haja visto que apresentaram correntes de pico muito elevadas comparadas com o conversor boost estudado no capítulo 2. Desta forma, a análise para este modo de operação não terá prosseguimento.

Considerando-se que cada conversor irá processar metade da potência entregue à carga, o equacionamento apresentado no capítulo 2 continua válido, observando as seguintes modificações:

3.4.1 - Cálculo da Indutância Boost.

Uma vez que, cada conversor irá processar metade da potência, a corrente média nos diodos de bloqueio será dada por:

$$I_{ob} = \frac{P_0}{2 \cdot V_0} \quad (3.1)$$

Logo a expressão que fornece a máxima indutância para que haja corrente descontínua no indutor boost, será:

$$L = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PK}^2 \cdot \beta}{f_s \cdot P_0} \cdot I_{obn} \quad (3.2)$$

Onde:

P_0 = potência total entregue à carga;

I_{obn} = corrente média no diodo de bloqueio, normalizada, dada pelo ábaco da figura 2.17 do capítulo 2.

3.4.2 - Cálculo do Filtro de Entrada.

Todas as expressões apresentadas para dimensionamento do filtro de entrada, continuam válidas, sendo que a potência utilizada no cálculo da resistência equivalente é a total entregue à carga.

A utilização de dois conversores em paralelo, operando defasados, efetivamente dobram a frequência na entrada e reduzem as amplitudes das harmônicas de alta frequência. Assim, não há necessidade de que a frequência de corte do filtro esteja localizada uma década abaixo da frequência de chaveamento, sendo que um bom valor a adotar será:

$$f_c = \frac{f_s}{2} \quad (3.3)$$

Onde:

f_s = frequência de chaveamento.

3.4.3- Cálculo do Filtro de Saída.

A expressão do filtro de saída será dada por:

$$C_0 = \frac{\sqrt{3} \cdot D^2 \cdot V_{PK}}{12 \cdot \omega_0 \cdot f_s \cdot L \cdot [2 \cdot \beta - \sqrt{3}] \cdot \Delta V_0} \quad (3.4)$$

3.5 - METODOLOGIA DE PROJETO.

A metodologia de projeto é idêntica a apresentada no capítulo 2, acrescentando-se as modificações feitas no item anterior. Esta metodologia será ilustrada com um exemplo de projeto para simulação.

3.6 - EXEMPLO DE PROJETO.

Para obtenção de resultados, via simulação, é realizado um projeto segundo o roteiro apresentado. As especificações são as mesmas do conversor estudado no capítulo 2, quais sejam:

a) Dados:

$$V_0 = 440 \text{ V};$$

$$P_0 = 3000 \text{ W};$$

$$f_s = 10 \text{ kHz};$$

$$V_{PK} = 179,6 \text{ V } (127 \cdot \sqrt{2}) \text{ V};$$

$$\Delta V_0 = 0,025 \cdot V_0 = 11 \text{ V}.$$

b) Cálculo de β :

$$\beta = \frac{440}{\sqrt{3} \cdot 179,6} \cong 1,41$$

c) Cálculo da razão cíclica máxima:

$$D_M = \frac{1,41 - 1}{1,41} \cong 0,3$$

d) Cálculo da indutância boost:

Do ábaco da figura 2.17, obtém-se $I_{obn} \cong 0,164$, logo:

$$L \leq \frac{\sqrt{3} \cdot (179,6)^2 \cdot 0,164 \cdot 1,41}{10 \cdot 10^3 \cdot 3000} \cong 430 \mu\text{H}$$

Será adotado $L = 410 \mu\text{H}$.

e) Cálculo da taxa de distorção harmônica:

$$TDH = \frac{(2 - \sqrt{3})}{4,1,41 - (2 + \sqrt{3})} \cdot 100\% \cong 14\%$$

f) Cálculo do fator de potência:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,14)^2}} \cong 0,99$$

g) Cálculo da corrente de pico máxima:

$$I_{PKM} = \frac{179,6,0,3}{410 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} \cong 13,14A$$

h) Cálculo da corrente média nos diodos de bloqueio:

$$I_{ob} = \frac{179,6,0,164}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 410 \cdot 10^{-6}} \cong 3,59A$$

i) Cálculo da corrente média nas chaves:

$$I_{os} = \frac{179,6 \cdot (0,3)^2 \cdot 3}{2 \cdot 410 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot \pi} \cong 1,88A$$

j) Cálculo da corrente nos diodos da ponte:

$$I_{op} = \frac{(1,88 + 3,59)}{3} \cong 1,82A$$

l) Cálculo da corrente eficaz nas chaves:

$$I_{es} = \frac{179,6,0,3}{410 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} \cdot \sqrt{0,3 \cdot \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \right)} \cong 3,97A$$

m) Cálculo da corrente eficaz no indutor boost:

Do ábaco da figura 2.19 obtém-se $I_{el} \cong 0,119$, logo:

$$I_{el} = \frac{179,6 \cdot 0,119}{410 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} \cong 5,2 \text{ A}$$

n) Cálculo do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{\sqrt{3} \cdot (0,3)^2 \cdot 179,6}{12 \cdot 377 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 410 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 1,41 - \sqrt{3}) \cdot 11} \cong 123 \mu\text{F}$$

o) Cálculo do filtro de entrada:

$$R_{eq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{179,6^2}{3000} \cong 16,128 \Omega$$

$$f_c = \frac{f_s}{2} ; f_c = 5000 \text{ Hz}$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5000 \cdot 0,716,128} \cong 2,8 \mu\text{F}$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 5000)^2 \cdot 2,8 \cdot 10^{-6}} \cong 362 \mu\text{H}$$

Apesar de ter sido calculado, para efeito de obtenção de resultados de simulação não será necessária a utilização do filtro de entrada.

p) Cálculo da corrente eficaz de entrada:

$$I_{ief} = \frac{\sqrt{2} \cdot 3000 \cdot 1,41}{\sqrt{3} \cdot 440} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 1,41 - 2 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot 1,41 - (2 + \sqrt{3})}} \cong 8,38 \text{ A}$$

3.7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

O circuito simulado é o mesmo apresentado na figura 3.1, com os seguintes valores de parâmetros:

$L1 \text{ a } L6 = 410 \mu\text{H};$

$C0 = 123 \mu\text{F};$

$R0 = 64,5 \Omega.$

3.7.1 - Formas de Ondas Obtidas.

Nas figuras a seguir são apresentadas as formas de ondas obtidas por simulação.

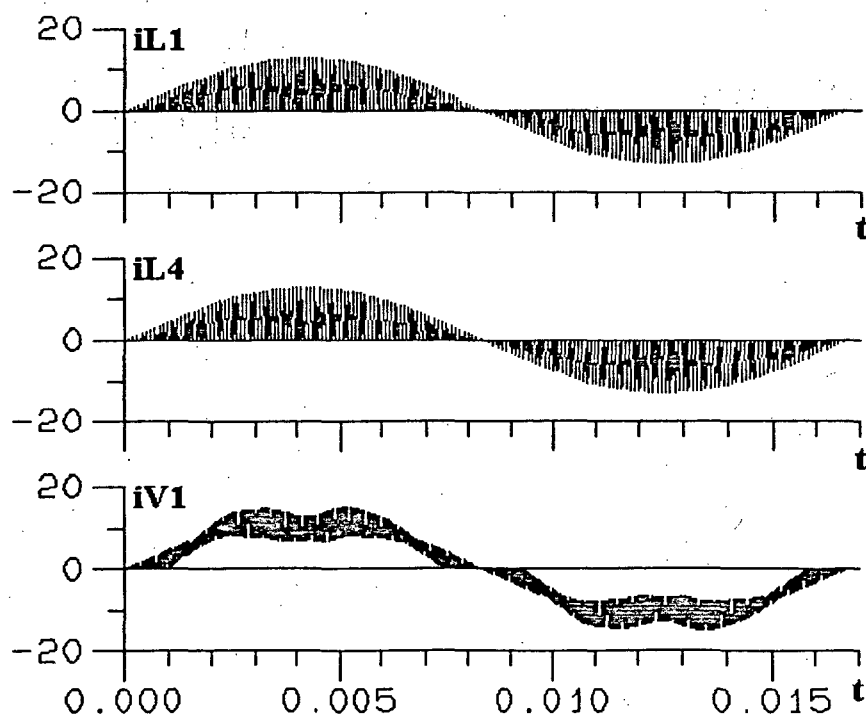


Fig. 3.6 - Formas de ondas de corrente nos indutores L1, L4 e na fonte $v1(\omega t)$.

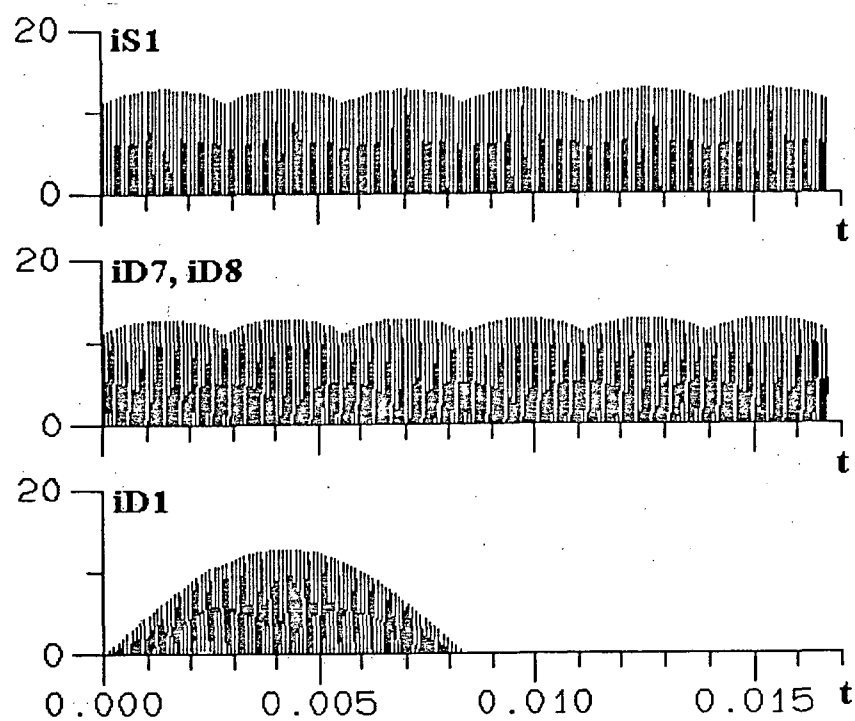


Fig. 3.7 - Formas de ondas de corrente na chave S1, diodos de bloqueio D7, D8 e diodo da ponte.

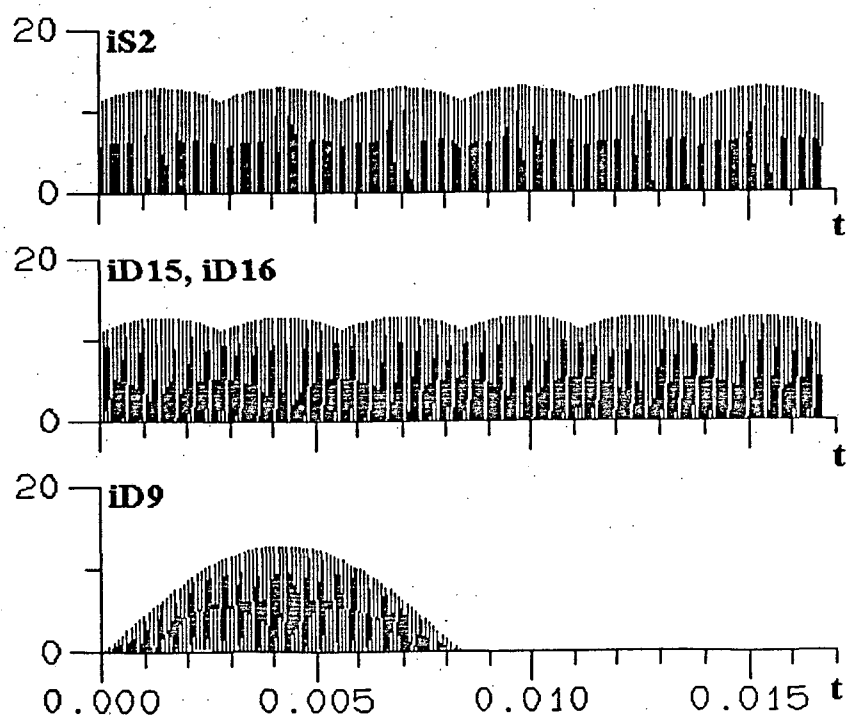


Fig. 3.8 - Formas de ondas de corrente na chave S2, diodos de bloqueio D15, D16 e diodo da ponte.

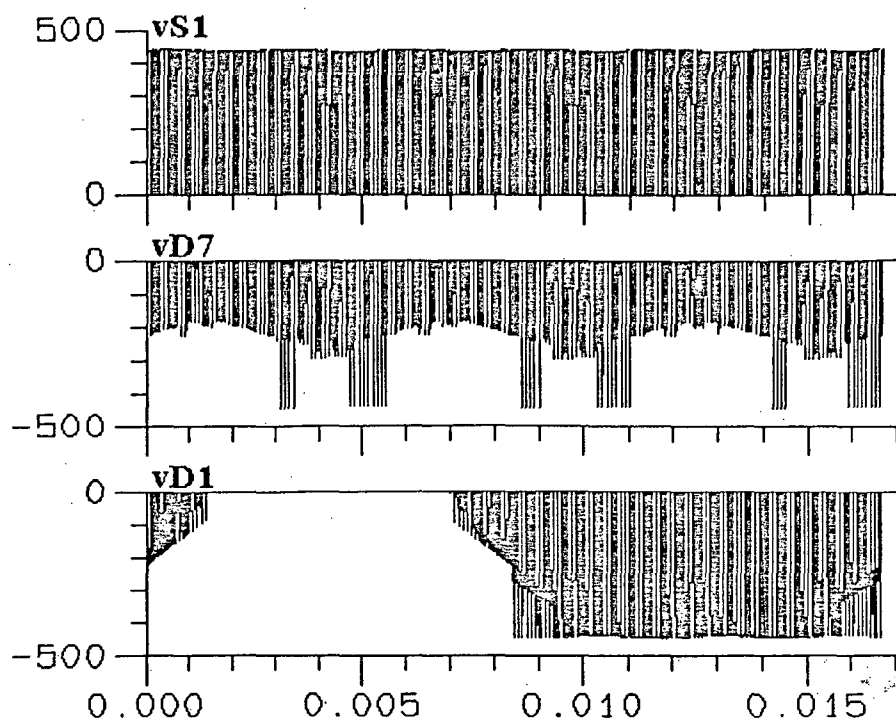


Fig. 3.9 - Formas de onda de tensão na chave S1, no diodo de bloqueio D7 e diodo da ponte D1.

Na figura 3.10 é mostrado o espectro harmônico da corrente de entrada sem o filtro.

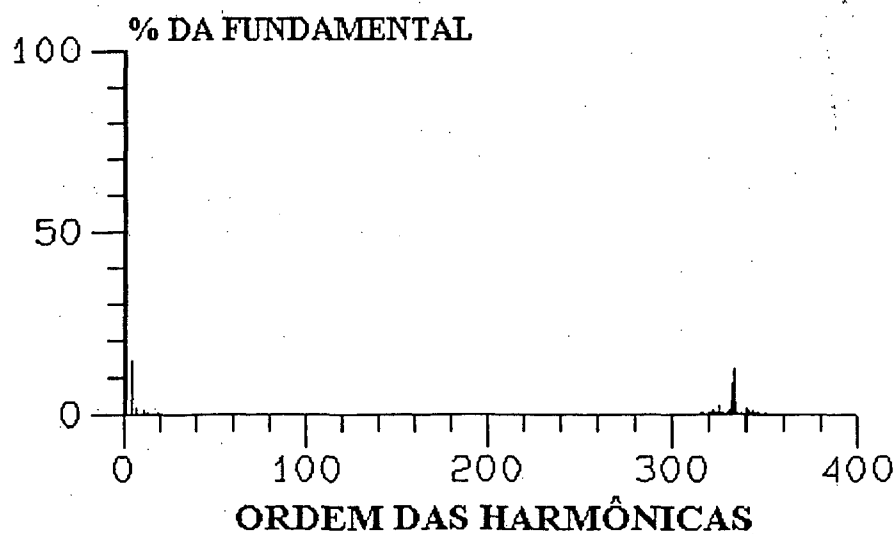


Fig. 3.10 - Espectro da corrente de entrada do conversor.

Como se observa na figura, as componentes harmônicas de alta frequência são deslocadas para a região próxima ao dobro da frequência de chaveamento e possuem amplitudes reduzidas comparadas ao conversor do capítulo 2.

3.7.2 - Quadro Comparativo dos Valores Calculados e Obtidos Por Simulação.

Na tabela 3.1 tem-se a comparação entre os valores calculados através das expressões matemáticas obtidas do estudo analítico e os obtidos por simulação, onde se pode constatar a boa concordância entre os mesmos.

PARÂMETROS	VALORES CALCULADOS	VALORES DA SIMULAÇÃO
I_{PKM}	13,14 A	12,7 A
I_{es}	3,97 A	3,85 A
I_{el}	5,2 A	4,90 A
I_{ef}	8,38 A	8,2 A
I_{ob}	3,59 A	3,42 A
I_{os}	1,88 A	1,80 A
I_{op}	1,82 A	1,74 A
ΔV_0	11 V	9,46 V
TDH	14 %	14 %
FP	0,99	0,99

Tabela 3.1 - Comparação entre valores calculados e obtidos por simulação.

3.8 - COMPARAÇÃO ENTRE A ESTRUTURA COM UM ÚNICO CONVERSOR E A COM DOIS CONVERSORES EM PARALELO OPERANDO DEFASADOS.

A seguir é apresentada a tabela 3.2, que mostra os valores obtidos por simulação das duas estruturas apresentadas.

PARÂMETROS	CONVERSOR BOOST 3 ϕ	DOIS CONVERSORES EM PARALELO
I_{PKM}	25,85 A	12,7 A
I_{es}	8,03 A	3,85 A
I_{el}	10,00 A	4,90 A
I_{ief}	8,28 A	8,2 A
I_{ob}	6,87 A	3,42 A
I_{os}	3,83 A	1,80 A
I_{op}	3,56 A	1,74 A
ΔV_0	9,41 V	9,46 V
TDH	14%	14%
FP	0,99	0,99

Tabela 3.2 - Comparação entre as estruturas com um conversor e dois conversores em paralelo.

Como se observa pelos resultados, as correntes nos componentes da estrutura com dois conversores em paralelo se reduzem praticamente à metade. Vê-se também, pela tabela 3.3, que os componentes de filtragem têm seus valores reduzidos devido à efetiva duplicação da frequência de operação e redução das amplitudes das harmônicas de alta frequência.

COMPONENTES DO FILTRO	CONVERSOR BOOST 3 ϕ	DOIS CONVERSORES EM PARALELO
Cf	14 μ F	2,8 μ F
Lf	1.8 mH	362 μ H

Tabela 3.3 - Comparação entre os componentes de filtragem para as duas estruturas.

3.9 - CONCLUSÕES.

Além das vantagens mencionadas no capítulo anterior, a estrutura operando com dois conversores em paralelo apresenta ainda as seguintes vantagens sobre aquela:

- Os esforços em corrente dos componentes são reduzidas à metade, o que possibilita a utilização da estrutura para maiores potências;
- A potência total entregue à carga é naturalmente dividida em partes iguais para os dois conversores, e assim será se forem utilizados mais conversores em paralelo;
- A alta frequência presente na entrada do conversor é efetivamente o dobro da frequência de chaveamento;
- As amplitudes das harmônicas de alta frequência são reduzidas, portanto, poderá ser utilizado um filtro com menor atenuação;
- O filtro de entrada terá menores dimensões, se comparado ao da estrutura com um único conversor;
- O aumento efetivo da frequência não causa aumento das perdas por chaveamento.

A principal desvantagem desta estrutura em relação à do capítulo 2, reside no aumento da quantidade de componentes.

O fator de potência e a TDH para as duas estruturas são iguais.

O equacionamento desenvolvido no capítulo 2 continua válido como pode ser observado pelos resultados de simulação apresentados na tabela 3.1.

CAPÍTULO 4

MONTAGEM DE UM PROTÓTIPO DE BAIXA POTÊNCIA EM MALHA ABERTA COM DOIS CONVERSORES EM PARALELO OPERANDO DEFASADOS.

4.1 - INTRODUÇÃO.

Com a finalidade de comprovar na prática o princípio de funcionamento do conversor estudado no capítulo 3, procedeu-se à montagem de um protótipo de baixa potência , operando em malha aberta.

4.2 - ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO.

Na figura 4.1 tem-se o diagrama completo do estágio de potência implementado.

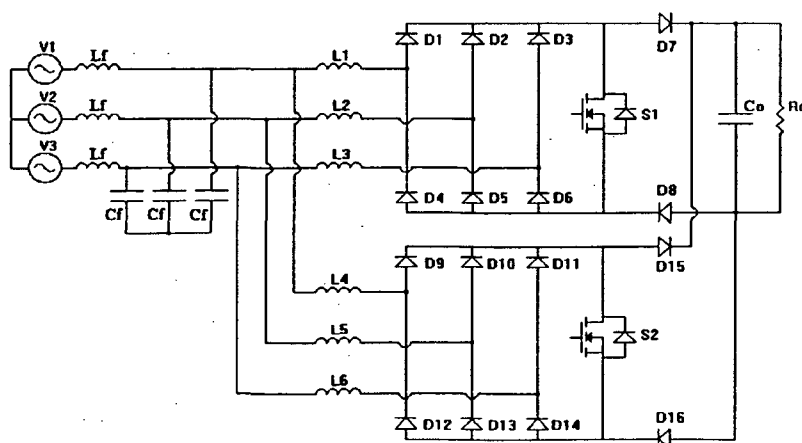


Fig. 4.1 - Diagrama completo do estágio de potência.

O protótipo foi dimensionado para as seguintes condições de operação:

$$P_0 = 330 \text{ W};$$

$$V_0 = 220 \text{ V};$$

$$V_{PK} = 69,3 \text{ V } (49 \cdot \sqrt{2}) \text{ V};$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}.$$

Seguindo-se a metodologia de projeto apresentada no capítulo 3, obtêve-se os seguintes resultados:

a) Ganho de tensão: $\beta \cong 1,83$;

b) Razão cíclica máxima: $D_M \cong 0,45$;

c) Indutância boost : $L \leq 184 \mu\text{H}$

- foi adotado $L = 175 \mu\text{H}$;

d) Taxa de distorção harmônica e fator de potência aproximado:

- TDH $\cong 7,5\%$

- FP $\cong 0,997$

e) Esforços em corrente dos elementos do circuito (valores aproximados):

Corrente de pico máxima	3,56 A
Corrente média nos diodos de bloqueio	0,79 A
Corrente média nas chaves	0,77 A
Corrente eficaz nas chaves	1,32 A
Corrente média nos diodos da ponte	0,52 A
Corrente eficaz no indutor boost	1,42 A
Corrente eficaz no indutor do filtro de entrada (Iief)	2,32 A

Tabela 4.1 - Quadro resumo dos valores das correntes nos componentes.

f) Capacitor de saída:

Foi adotado um capacitor de 470 μF .

g) Filtro de entrada:

$$R_{eq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{(49 \cdot \sqrt{2})^2}{330} \cong 21,83 \Omega$$

Adotando-se $\xi = 0,7$ e $f_c = \frac{f_s}{2} = 25\text{kHz}$, tem-se:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 0,7 \cdot 21,83} \cong 416\text{nF}$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3)^2 \cdot 416 \cdot 10^{-9}} \cong 97,3\mu\text{H}$$

h) Tensão máxima sobre os elementos semicondutores (diodos e chaves):

$$- V_{RRM} = -220\text{V}$$

$$- V_s = 220\text{V}$$

4.3 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR.

De acordo com as especificações e os valores de tensão e correntes obtidas no item anterior realizar-se-á o dimensionamento dos componentes do circuito.[16]

4.3.1 - Indutor Boost.

A escolha do núcleo, determinação do número de espiras e tamanho do entreferro, são efetuadas pelas expressões (4.1), (4.2) e (4.3) :

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{PKM} \cdot I_{el}}{B_{max} \cdot K_w \cdot J} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (4.1)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{PKM}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad [espiras] \quad (4.2)$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad [cm] \quad (4.3)$$

Onde:

A_e = Área efetiva da perna central do núcleo;

A_w = Área da janela do núcleo;

K_w = Fator de enrolamento (0,7);

B_{max} = Máxima densidade de fluxo magnético (0,3 T);

J = densidade de corrente do indutor (450A / cm²);

l_g = tamanho do entreferro;

μ_0 = Permeabilidade magnética do ar (4 . π . 10⁻⁷ H / m).

Do item anterior foi obtido:

$$L = 175\mu\text{H}$$

$$I_{PKM} \cong 3,56\text{A}$$

$$I_{el} = 1,42\text{A}$$

Logo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{175 \cdot 10^{-6} \cdot 3,56 \cdot 1,42 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,7 \cdot 450} \cong 0,0936\text{cm}^4$$

Núcleo escolhido: devido à não disponibilidade de um núcleo menor que correspondesse às necessidades, foi utilizado um núcleo E30/7 (Núcleo EE - Thornton) [21].

$$A_e = 0,6\text{cm}^2$$

$$A_w = 0,8\text{cm}^2$$

Número de espiras:

$$N = \frac{175 \cdot 10^{-6} \cdot 3,56 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,6} \cong 35$$

Condutor: $(0,003255\text{cm}^2)$ 22 AWG .

Entreferro:

$$l_g = \frac{35^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{175 \cdot 10^{-6}} \cong 0,053\text{cm}$$

Construindo-se o indutor, percebeu-se uma má utilização da janela, logo, aumentou-se o número de espiras para 45, recalculando a densidade de fluxo ($B < B_{\max}$) e o tamanho do gap.

$$B = \frac{L \cdot I_{PKM} \cdot 10^4}{N \cdot A_e} = \frac{175 \cdot 10^{-6} \cdot 3,56 \cdot 10^4}{45,0,6} \cong 0,23 \text{ T}$$

$$l_g = \frac{45^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{175 \cdot 10^{-6}} \cong 0,087 \text{ cm}$$

4.3.2 - Indutor do Filtro de Entrada.

Do item 4.2 tem-se:

$$L_f = 97,3 \mu\text{H}$$

$$I_{iPK} \cong \sqrt{2} \cdot I_{ef} = \sqrt{2} \cdot 2,32 \cong 3,3 \text{ A}$$

$$I_{ief} \cong 2,32 \text{ A}$$

Logo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{97,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 2,32 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,7 \cdot 450} \cong 0,0788 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido: E20 (Núcleo EE - Thornton).

$$A_e = 0,312 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 0,26 \text{ cm}^2$$

Número de espiras:

$$N = \frac{97,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,312} \cong 34$$

Condutor: $(0,003255 \text{ cm}^2)$ 22 AWG .

Entreferro:

$$l_g = \frac{34^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,312 \cdot 10^{-2}}{97,3 \cdot 10^{-6}} \cong 0,047 \text{ cm}$$

4.3.3 - Capacitor de Filtro de Entrada.

Por fase foram utilizados dois capacitores de polipropileno da série TMACF (ICOTRON) em paralelo, de 220 nF e 180 nF, totalizando 400 nF.

4.3.4 - Capacitor de Saída.

Foi utilizado um capacitor eletrolítico da série 84900 da ICOTRON de 470 $\mu\text{F}/250 \text{ V}$.

4.3.5- Chaves Comandadas.

Devido à elevada frequência de chaveamento do conversor, foram empregados MOSFET's. Procurou-se utilizar componentes disponíveis no laboratório.

Foram utilizados MOSFET's do tipo IRF740, cujas características principais são [23]:

$$V_{DS} = 400 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 10 \text{ A}$$

$$I_{DM} = 40 \text{ A}$$

$$R_{DS(on)} = 0,55 \Omega @ 25^\circ\text{C}$$

4.3.6 - Diodos da Ponte Retificadora e Diodos de Bloqueio.

Devido à elevada frequência de chaveamento, utilizou-se diodos ultra-fast do tipo MUR 1530, disponíveis no laboratório. Suas características principais são [24]:

$$V_{RRM} = 300 \text{ V}$$

$$I_{AVG} = 15 \text{ A @ } T_c = 150^\circ\text{C}$$

$$t_{rr} = 60 \text{ ns.}$$

4.4 - CIRCUITO DE COMANDO DAS CHAVES.

Para comandar os MOSFET's do conversor foi utilizado o circuito de comando da figura 4.2. Trata-se de um comando simples, baseado no circuito integrado comercial LM3524.

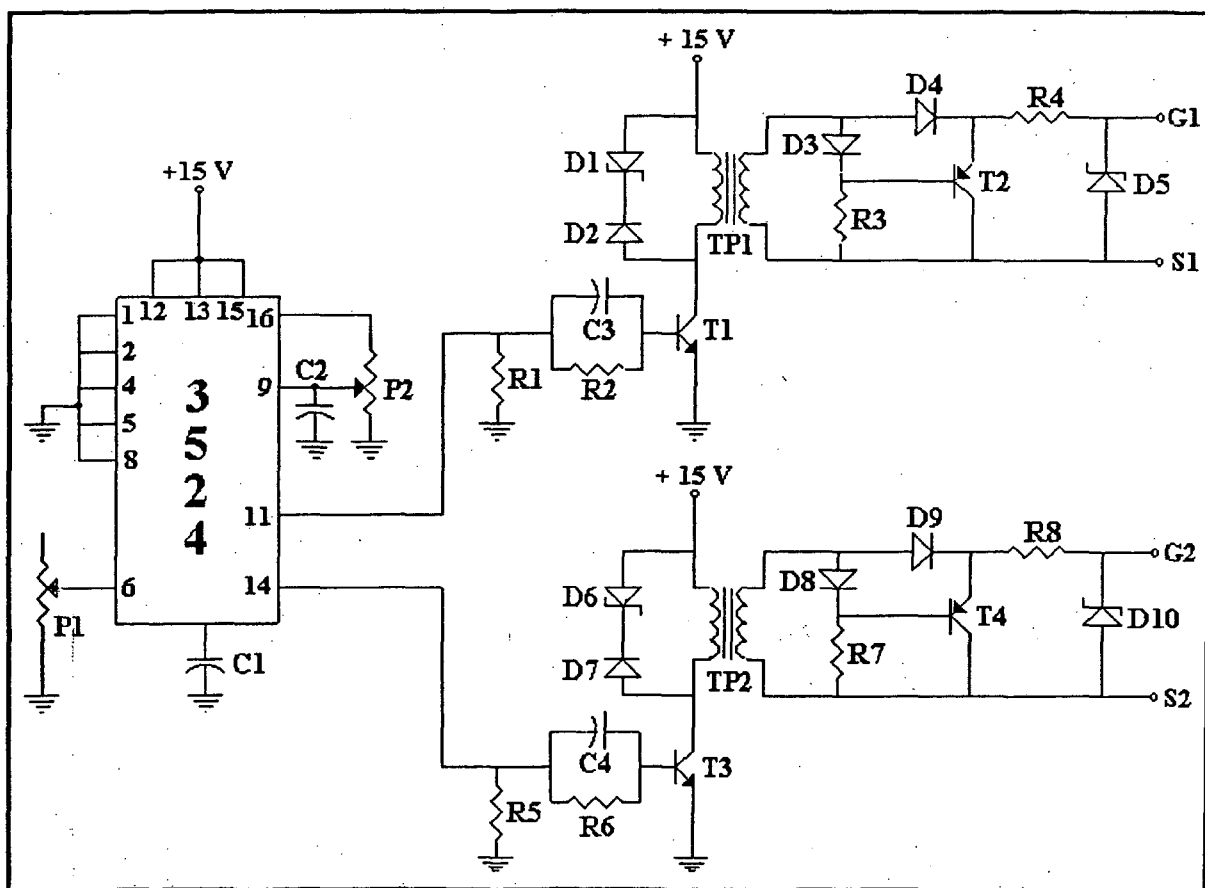


Fig. 4.2 - Circuito de comando dos MOSFET's

O circuito integrado utilizado é um regulador por modulação de largura de pulso (PWM). Apresenta larga faixa de variação de frequência e razão cíclica máxima próxima de 45%. Possui duas

saídas que produzem pulsos defasados de 180° , cuja largura é alterada variando-se a tensão no pino 9. A razão cíclica máxima é obtida quando neste pino é aplicado uma tensão próxima de 3,5 V [22].

No protótipo, por estar operando em malha aberta, a razão cíclica é variada manualmente por meio de um potenciômetro de precisão (P2) ligado entre os pinos 9,16 e o terra do comando. A frequência de chaveamento é definida pelo potenciômetro (P1).

Uma vez que os MOSFET's não possuem o mesmo ponto de terra, o comando deve ser isolado. As especificações dos componentes são as seguintes:

D1,D5,D6 e D10 = diodos zener 15 V / 500 mW;

D2,D3,D4,D7,D8 e D9 = diodos 1N4148;

T2 e T4 = transistor PNP BC 327;

T1 e T3 = transistor NPN BC 238;

C3 e C4 = capacitores 1,2 nF;

C1 = 22 nF;

C2 = 10 nF;

R1 e R5 = 1 k Ω ;

R2 e R6 = 3,3 k Ω ;

R3 e R7 = 820 Ω ;

R4 e R8 = 8,2 Ω ;

P1 e P2 = 5 k Ω ;

CI = 3524 MOTOROLA.

Transformadores de pulso (TP1 e TP2):

- primário: 40 espiras;
- secundário: 40 espiras;
- núcleo : E20 - (núcleo EE da Thornton)
- condutor 29 AWG.

4.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

4.5.1 - Tensão e Corrente de Entrada.

Foi realizado o ensaio, levando-se o conversor a operar próximo ao ponto de operação projetado, de onde obteve-se as formas de onda de tensão e corrente de entrada, que são apresentadas na figura 4.3. Foram obtidos:

Potência de entrada nominal	309,6 W
Potência na carga nominal	303 W
Tensão de pico de entrada	68,8V
Tensão na carga	219 V
Taxa de distorção harmônica da corrente	12,7 %
Taxa de distorção harmônica da tensão	2,6 %

Tabela 4.2 - Alguns resultados obtidos do protótipo.

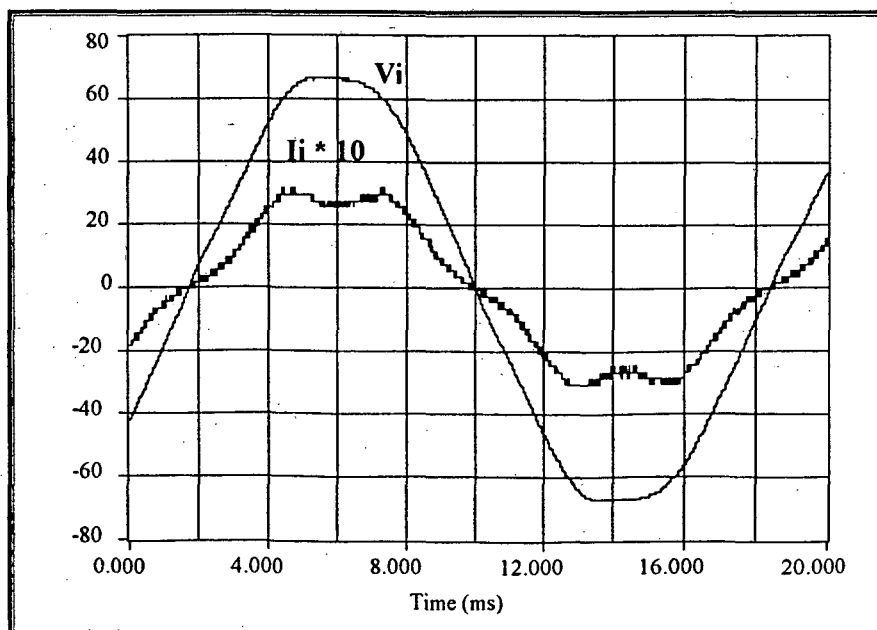


Fig. 4.3 - Tensão e corrente de entrada do conversor.

Nas figuras 4.4 e 4.5 são apresentados os espectros harmônicos da tensão e corrente de entrada para uma fase. Como se observa na figura 4.3, não há deslocamento entre tensão e corrente. Nota-se entretanto o efeito da quinta harmônica, responsável pela distorção da onda de corrente.

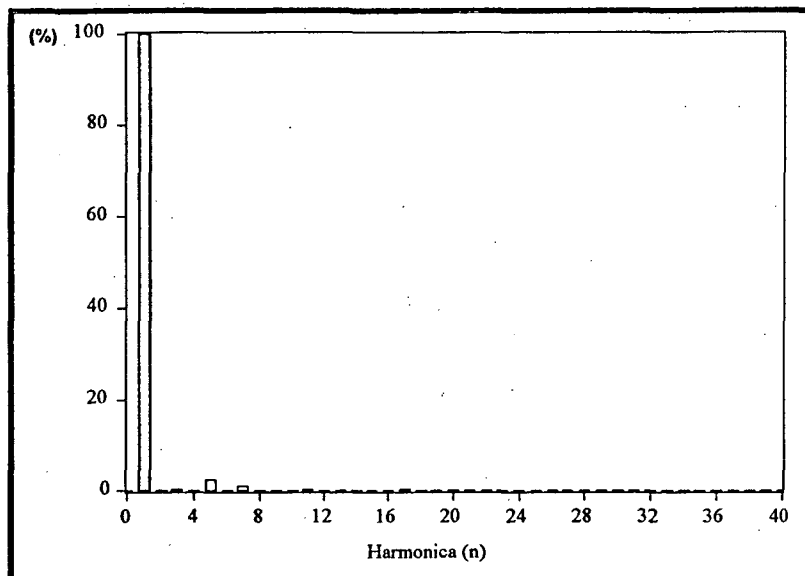


Fig. 4.4 - Espectro harmônico da tensão de entrada.

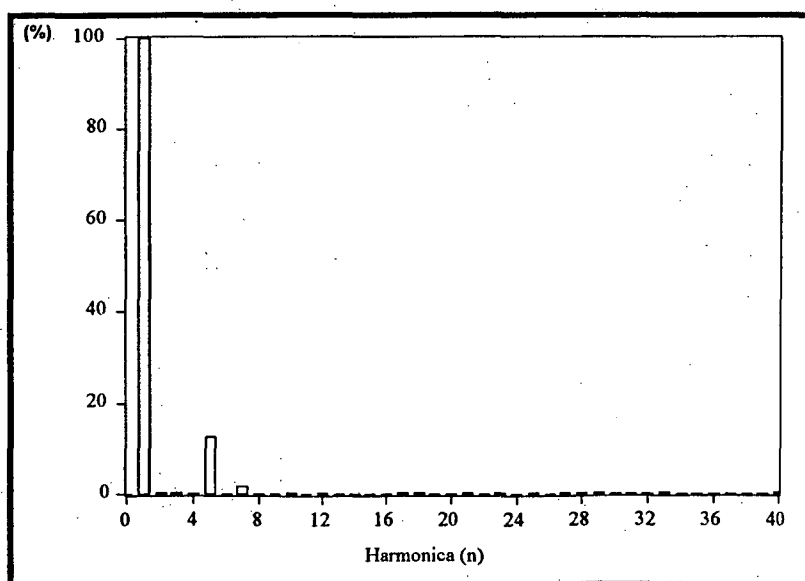


Fig. 4.5 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

É importante salientar que já existe uma distorção oriunda da tensão de alimentação, que vem se somar a distorção colocada pelo conversor.

Na figura 4.6 é apresentada a corrente na entrada do conversor antes da filtragem. Como havia sido mostrado no capítulo 3, as amplitudes das harmônicas de alta frequência são menores do que para um único conversor operando. Como se observa, a corrente já possui a forma semelhante ao da mostrada na figura 4.3, a menos do "ripple" presente.

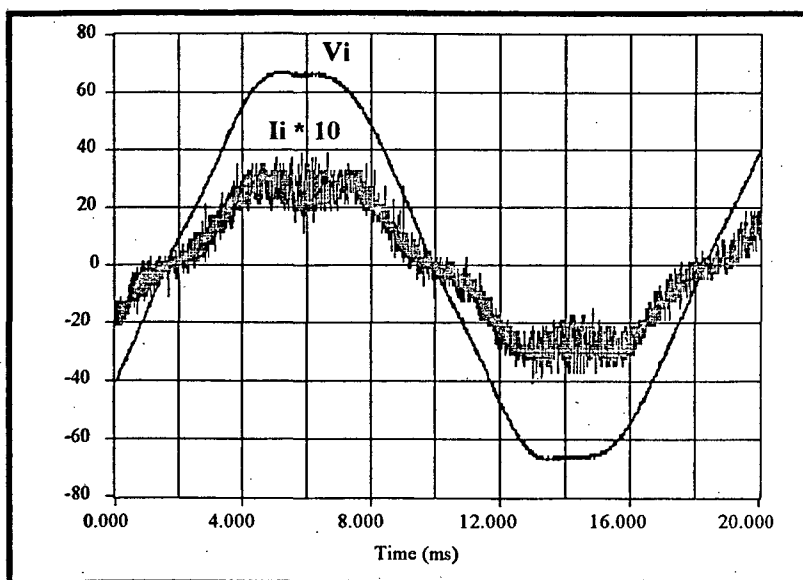


Fig. 4.6 - Tensão e corrente antes de ser filtrada.

Na figura 4.7, é mostrada a corrente no indutor boost. Vê-se claramente que ela segue a forma de uma senóide.

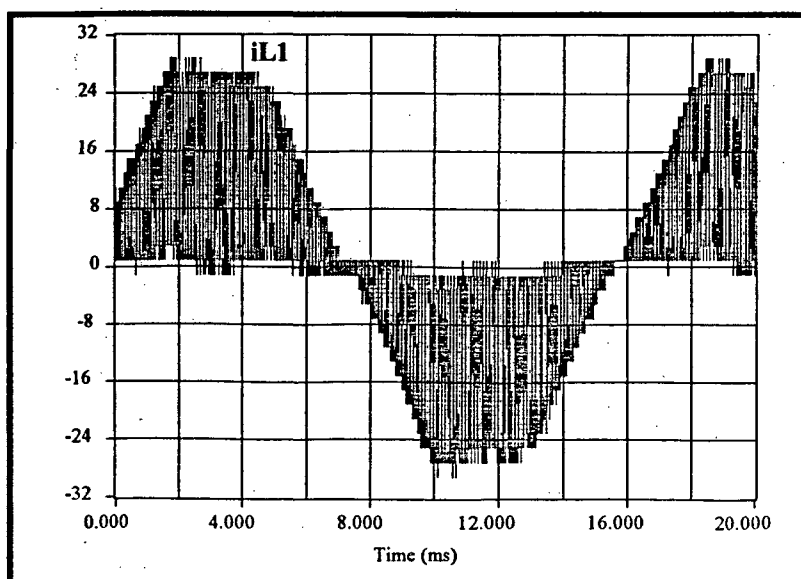


Fig. 4.7 - Corrente no indutor boost.

4.5.2 - Tensão na Chave e Corrente no Indutor Boost.

Na figura 4.8 pode-se ver o comportamento da tensão sobre cada chave e corrente no indutor. Vê-se pela figura que, quando a chave é fechada ($V_s \cong 0$) a corrente no indutor cresce linearmente e quando a chave é aberta ($V_s \cong 220\text{ V}$) ela decresce linearmente, atingindo o valor nulo antes que haja novo chaveamento. Na figura 4.9 mostra-se o detalhe da tensão sobre um dos diodos de bloqueio.

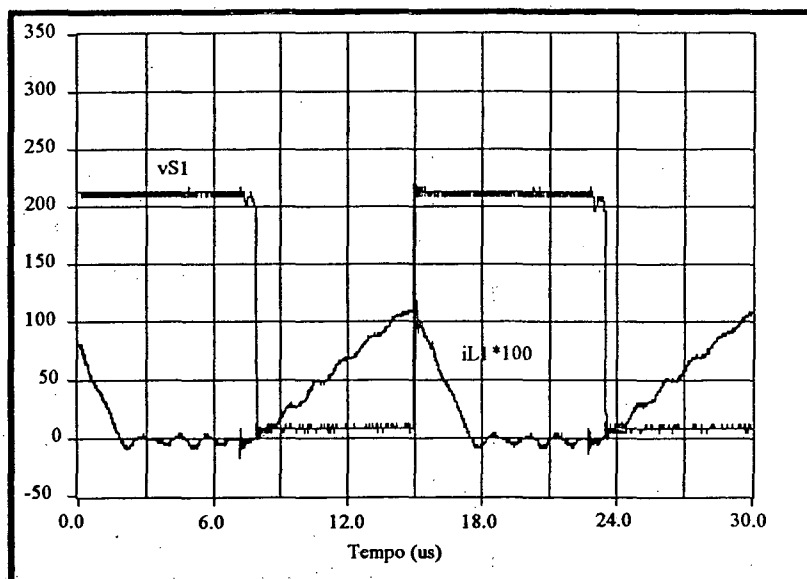


Fig - 4.8 - Tensão na chave e corrente no idutor boost.

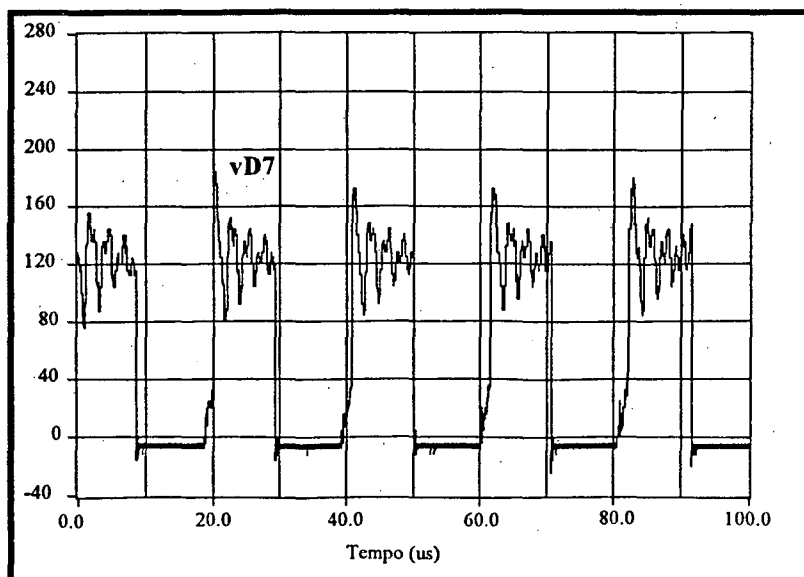


Fig. 4.9 - Detalhe da tensão em um dos diodos de bloqueio.

4.5.3 - Tensão e Corrente na Carga.

Na figura 4.7 são mostradas a tensão e corrente na carga. Por ter sido utilizado um capacitor muito grande para a potência especificada, o "ripple" de tensão e corrente em baixa frequência (360 Hz) não é percebido.

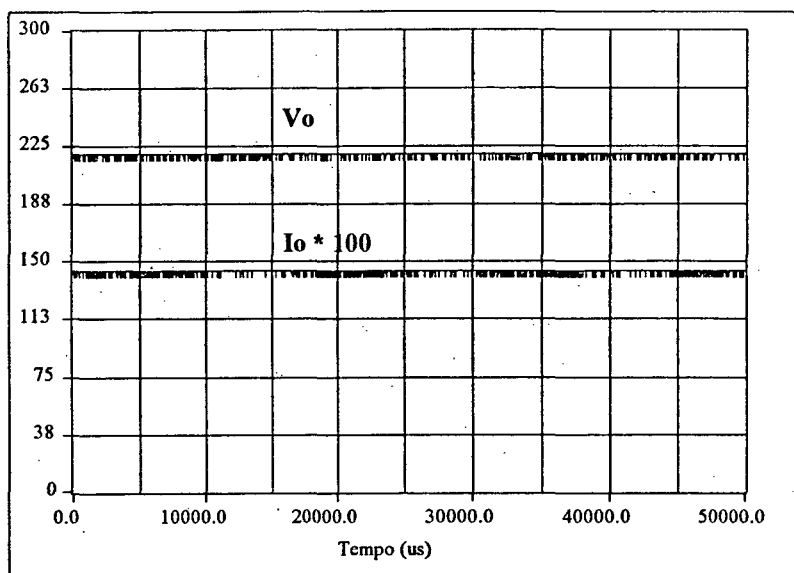


Fig. 4.7 - Tensão e corrente de saída.

4.6 - CONCLUSÕES.

Após ter-se realizado os ensaios chegou-se às seguintes conclusões:

- O conversor apresenta comportamento conforme apresentado no estudo quantitativo e qualitativo;
- A corrente não apresenta deslocamento em relação à tensão, sendo que a deformação desta é causada principalmente pela presença da quinta harmônica;
- A composição das correntes de cada indutor boost proporciona redução das amplitudes das harmônicas de alta frequência, o que resulta em uma forma de onda próxima à esperada após filtragem;

- Os esforços em corrente nos componentes ficam reduzidos praticamente à metade se comparados à operação de um único conversor. Pode-se assim, trabalhar com este conversor em potências elevadas, bastando que se associe o número desejado do conversor básico;

- Apesar de na análise teórica não se ter levado em consideração o fator rendimento, as expressões e ábacos apresentados indicam bons resultados para o projeto do conversor.

CONCLUSÃO GERAL

Uma nova técnica para obtenção de um sistema de alimentação em corrente contínua com entrada trifásica e alto fator de potência é apresentada.

A operação dos dois conversores boost, entrada trifásica, em paralelo e com defasamento entre o comando das chaves, apresentou as seguintes melhoras frente à estrutura com um único conversor e mesma potência:

- As correntes nas chaves, diodos e indutores boost são reduzidas à metade;
- A frequência de chaveamento na entrada do conversor é efetivamente dobrada, sem que haja aumento de perdas por chaveamento;
- A composição das correntes dos indutores boost na entrada, fornece ondulação de alta frequência com menores amplitudes;
- A corrente de entrada é contínua;
- Os elementos de filtragem (capacitores e indutores) são bastante reduzidos, haja visto que, a frequência de chaveamento foi dobrada e a atenuação necessária é menor;
- As perdas por condução são reduzidas à metade.

A topologia apresentada não traz modificações quanto ao fator de potência ou ondulação na tensão de saída, permanecendo iguais ao da estrutura convencional. O circuito de comando para ambas as estruturas é simples, devido à não existência de malha de corrente.

As vantagens adquiridas com a utilização da nova topologia são conseguidas com a penalidade do aumento dos componentes da estrutura. Entretanto, com a associação de um conveniente número do " conversor básico " pode-se trabalhar em potências elevadas;

Os resultados obtidos por simulações e os obtidos pelo ensaio do protótipo, mostraram ser válidas as análises realizadas apesar, de não se ter levado em consideração o fator rendimento.

Como continuidade do trabalho, sugere-se a construção de um protótipo de maior potência e o fechamento da malha de controle.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Jih-Sheng Lai, Don Hurst and Tom Key - " Switch - Mode Power Supply Improvement Via Harmonic Elimination Methods ". Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp 415 - 422, 1991.
- [2] - K. Kit Sum - " Power Factor Correction For Single-Phase Input Power Supplies ", Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM), pp 18 - 24, December 1989.
- [3] - Cividino, Lorenzo - " Power Factor, Harmonic Distortion, Causes, Effects and Considerations ". International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp 506 - 513, 1992.
- [4] - Kwang - Hua Liu and Yung - Lin Lin - " Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous - Mode Boost Converter ". Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp 825 - 829, 1989.
- [5] - Laszlo Balog, Richard Redl - "Power Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous - Inductor - Current Mode". APEC, pp 168 - 174, 1993.
- [6] - A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias - " An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers ". PESC, pp 58 - 66, 1989.
- [7] - L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo, F. Dal Lago - " Single - Switch Three - Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability ". INTELEC, pp 279 - 285, 1992.

- [8] - Esam Ismail and Robert W. Erickson - " A Single Transistor Three Phase Resonant Switch for High Quality Rectification ". PESC, pp 1341 - 1351, 1992.
- [9] - Ray Ridley, Siegfried Kern, Berthold Fuld - "Analysis and Design of a Wide Input Range Power Factor Correction Circuit for Three Phase Applications ". APEC, pp 299 - 305, 1993.
- [10] - J. Pforr, L. Hobson - "A novel Power Factor Corrected Single Ended Resonant Converter with Three - Phase Supply ". PESC, pp 1368 - 1375, 1992.
- [11] - Seixas, Claudiner M. and Barbi, Ivo - "Analysis of a Power Factor Correction System Employing The Multiphase Boost Converter Operating in Discontinuous Conduction at Constant Frequency ". 2º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Uberlândia - M.G., pp- 207 - 212, dezembro 1993.
- [12] - Domingos S. L. Simonetti, Javier Sebastián and Javier Uceda - " Single - Switch Three - Phase Power Factor Preregulator Under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current ". PESC, Seattle, Washington - U.S.A., pp 657 - 662, 1993.
- [13] - C. Zhou, R. B. Ridley and F. C. Lee - " Design and Analysis of an Active Unity Power Factor Correction Circuit ", Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, pp 98 - 107, September 1989.
- [14] - Ahmed, Saeed - " Controlled On - Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter ". Master Thesis, Virginia Power Electronics Center (VPEC), Virginia - U.S.A., maio 1990.
- [15] - Barbi, Ivo, Souza, A. F. de - Curso - Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação. UFSC - LAMEP, Florianópolis - S.C., julho 1993.

- [16] - Barbi, Ivo - Apostila de Fontes chaveadas , Publicação Interna, UFSC - LAMEP, Florianópolis - S.C., 1990.
- [17] - Ghedin, Álvaro - Fontes Chaveadas com Entrada Trifásica, Alto Fator de Potência, Comutação sob Tensão Nula, Empregando um Único estágio de Processamento de Potência , Dissertação de Mestrado - UFSC - LAMEP, Florianópolis - S.C., julho 1993.
- [18] - A. F. Souza e D. C. Martins, Manual de Utilização do Programa SCVOLT, Simulação de Conversores Estáticos, Método do Voltímetro . Publicação interna, UFSC - LAMEP, Florianópolis - S.C., 1990.
- [19] - J. Hector, DSN un Logiciel de Manipulation de Courbes . Manual de Referência do Programa DSN, versão autorizada . INPT, França, 1992.
- [20] - Seixas, Claudiner M. - Análise e Projeto de um Sistema de Correção de Fator de Potência Utilizando o Conversor Boost Multifase Operando em Condução Descontínua e a Frequência Constante, Dissertação de Mestrado - UFSC - LAMEP, Florianópolis - S.C., outubro 1993.
- [21] - Thornton - " Catálogo de Ferrites ".
- [22] - National Semiconductor - " Linear Data Book ", 1992.
- [23] - Motorola Semiconductors - " Power MOSFET Transistor Data ", USA, 1989.
- [24] - Motorola Semiconductors - " Rectifier and Zeners Diodes Data Book ", USA, 1988.